

INTERNATIONAL STANDARD

NORME INTERNATIONALE



INTERNATIONAL SPECIAL COMMITTEE ON RADIO INTERFERENCE
COMITÉ INTERNATIONAL SPÉCIAL DES PERTURBATIONS RADIOÉLECTRIQUES

BASIC EMC PUBLICATION
PUBLICATION FONDAMENTALE EN CEM

Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods –

Part 1-6: Radio disturbance and immunity measuring apparatus – EMC antenna calibration

Spécification des méthodes et des appareils de mesure des perturbations radioélectriques et de l'immunité aux perturbations radioélectriques –

Partie 1-6: Appareils de mesure des perturbations radioélectriques et de l'immunité aux perturbations radioélectriques – Étalonnage des antennes CEM



THIS PUBLICATION IS COPYRIGHT PROTECTED

Copyright © 2022 IEC, Geneva, Switzerland

All rights reserved. Unless otherwise specified, no part of this publication may be reproduced or utilized in any form or by any means, electronic or mechanical, including photocopying and microfilm, without permission in writing from either IEC or IEC's member National Committee in the country of the requester. If you have any questions about IEC copyright or have an enquiry about obtaining additional rights to this publication, please contact the address below or your local IEC member National Committee for further information.

Droits de reproduction réservés. Sauf indication contraire, aucune partie de cette publication ne peut être reproduite ni utilisée sous quelque forme que ce soit et par aucun procédé, électronique ou mécanique, y compris la photocopie et les microfilms, sans l'accord écrit de l'IEC ou du Comité national de l'IEC du pays du demandeur. Si vous avez des questions sur le copyright de l'IEC ou si vous désirez obtenir des droits supplémentaires sur cette publication, utilisez les coordonnées ci-après ou contactez le Comité national de l'IEC de votre pays de résidence.

IEC Secretariat
3, rue de Varembe
CH-1211 Geneva 20
Switzerland

Tel.: +41 22 919 02 11
info@iec.ch
www.iec.ch

About the IEC

The International Electrotechnical Commission (IEC) is the leading global organization that prepares and publishes International Standards for all electrical, electronic and related technologies.

About IEC publications

The technical content of IEC publications is kept under constant review by the IEC. Please make sure that you have the latest edition, a corrigendum or an amendment might have been published.

IEC publications search - webstore.iec.ch/advsearchform

The advanced search enables to find IEC publications by a variety of criteria (reference number, text, technical committee, ...). It also gives information on projects, replaced and withdrawn publications.

IEC Just Published - webstore.iec.ch/justpublished

Stay up to date on all new IEC publications. Just Published details all new publications released. Available online and once a month by email.

IEC Customer Service Centre - webstore.iec.ch/csc

If you wish to give us your feedback on this publication or need further assistance, please contact the Customer Service Centre: sales@iec.ch.

IEC Products & Services Portal - products.iec.ch

Discover our powerful search engine and read freely all the publications previews. With a subscription you will always have access to up to date content tailored to your needs.

Electropedia - www.electropedia.org

The world's leading online dictionary on electrotechnology, containing more than 22 300 terminological entries in English and French, with equivalent terms in 19 additional languages. Also known as the International Electrotechnical Vocabulary (IEV) online.

A propos de l'IEC

La Commission Electrotechnique Internationale (IEC) est la première organisation mondiale qui élabore et publie des Normes internationales pour tout ce qui a trait à l'électricité, à l'électronique et aux technologies apparentées.

A propos des publications IEC

Le contenu technique des publications IEC est constamment revu. Veuillez vous assurer que vous possédez l'édition la plus récente, un corrigendum ou amendement peut avoir été publié.

Recherche de publications IEC -

webstore.iec.ch/advsearchform

La recherche avancée permet de trouver des publications IEC en utilisant différents critères (numéro de référence, texte, comité d'études, ...). Elle donne aussi des informations sur les projets et les publications remplacées ou retirées.

IEC Just Published - webstore.iec.ch/justpublished

Restez informé sur les nouvelles publications IEC. Just Published détaille les nouvelles publications parues. Disponible en ligne et une fois par mois par email.

Service Clients - webstore.iec.ch/csc

Si vous désirez nous donner des commentaires sur cette publication ou si vous avez des questions contactez-nous: sales@iec.ch.

IEC Products & Services Portal - products.iec.ch

Découvrez notre puissant moteur de recherche et consultez gratuitement tous les aperçus des publications. Avec un abonnement, vous aurez toujours accès à un contenu à jour adapté à vos besoins.

Electropedia - www.electropedia.org

Le premier dictionnaire d'électrotechnologie en ligne au monde, avec plus de 22 300 articles terminologiques en anglais et en français, ainsi que les termes équivalents dans 19 langues additionnelles. Egalement appelé Vocabulaire Electrotechnique International (IEV) en ligne.

INTERNATIONAL STANDARD

NORME INTERNATIONALE



INTERNATIONAL SPECIAL COMMITTEE ON RADIO INTERFERENCE
COMITÉ INTERNATIONAL SPÉCIAL DES PERTURBATIONS RADIOÉLECTRIQUES

BASIC EMC PUBLICATION
PUBLICATION FONDAMENTALE EN CEM

**Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods –
Part 1-6: Radio disturbance and immunity measuring apparatus – EMC antenna calibration**

**Spécification des méthodes et des appareils de mesure des perturbations radioélectriques et de l'immunité aux perturbations radioélectriques –
Partie 1-6: Appareils de mesure des perturbations radioélectriques et de l'immunité aux perturbations radioélectriques – Étalonnage des antennes CEM**

INTERNATIONAL
ELECTROTECHNICAL
COMMISSION

COMMISSION
ELECTROTECHNIQUE
INTERNATIONALE

ICS 33.100.10; 33.100.20

ISBN 978-2-8322-1087-4

**Warning! Make sure that you obtained this publication from an authorized distributor.
Attention! Veuillez vous assurer que vous avez obtenu cette publication via un distributeur agréé.**

STANDARDSISO.COM : Click to view the full PDF of CISPR 16-1-6:2014+AMD1:2017+AMD2:2022 CSV

REDLINE VERSION

VERSION REDLINE



INTERNATIONAL SPECIAL COMMITTEE ON RADIO INTERFERENCE
COMITÉ INTERNATIONAL SPÉCIAL DES PERTURBATIONS RADIOÉLECTRIQUES

BASIC EMC PUBLICATION
PUBLICATION FONDAMENTALE EN CEM

Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods –

Part 1-6: Radio disturbance and immunity measuring apparatus – EMC antenna calibration

Spécification des méthodes et des appareils de mesure des perturbations radioélectriques et de l'immunité aux perturbations radioélectriques –

Partie 1-6: Appareils de mesure des perturbations radioélectriques et de l'immunité aux perturbations radioélectriques – Étalonnage des antennes CEM

CONTENTS

FOREWORD	11
1 Scope	13
2 Normative references	13
3 Terms, definitions and abbreviations	14
3.1 Terms and definitions	14
3.1.1 Antenna terms	14
3.1.2 Antenna factor terms	17
3.1.3 Measurement site terms	18
3.1.4 Other terms	19
3.2 Abbreviations	20
4 Fundamental concepts	21
4.1 General	21
4.2 The concept of antenna factor	21
4.3 Calibration methods for 30 MHz and above	22
4.3.1 General	22
4.3.2 Antenna minimum separation distances	22
4.3.3 General considerations for the TAM	22
4.3.4 General considerations for the SSM	22
4.3.5 General considerations for the SAM	23
4.4 Measurement uncertainties for antenna calibration measurement results	23
4.5 Summary of methods of measurement to obtain AF	24
5 Calibration methods for the frequency range 9 kHz to 30 MHz	26
5.1 Calibration of monopole antennas	26
5.1.1 General	26
5.1.2 Calibration by the ECSM	27
5.2 Calibration of loop antennas	33
5.2.1 General	33
5.2.2 TEM (Crawford) cell method	34
5.2.3 Three antenna method (TAM)	37
5.2.4 Current probe method (CPM)	47
5.2.5 Standard antenna method	50
6 Frequencies, equipment and functional checks for calibrations at or above 30 MHz	52
6.1 Calibration frequencies	52
6.1.1 Calibration frequency ranges and increments	52
6.1.2 Transition frequency for hybrid antennas	53
6.2 Measurement instrumentation requirements for antenna calibrations	53
6.2.1 Equipment types	53
6.2.2 Mismatch	55
6.2.3 Dynamic range and reproducibility of SIL measurement	56
6.2.4 Signal-to-noise ratio	57
6.2.5 Antenna masts and cables	57
6.3 Functional checks of an AUC	58
6.3.1 General	58
6.3.2 Balance of an antenna	58
6.3.3 Cross-polar performance of an antenna	58
6.3.4 Radiation patterns of an antenna	59

7	Basic parameters and equations common to antenna calibration methods for frequencies above 30 MHz	59
7.1	Summary of methods for measurements to obtain AF	59
7.2	Site insertion loss measurements	60
7.2.1	General	60
7.2.2	SIL and SA measurement procedure	60
7.2.3	Common uncertainty components of a SIL measurement	61
7.3	Basic equations for the calculation of AF from SIL and SA measurements	63
7.3.1	Antenna factor from SIL measurements	63
7.3.2	Relationship of AF and SIL for a free-space calibration site	63
7.3.3	Relationship of AF and SIL for a calibration site with a metal ground plane	63
7.4	Equations for AF and measurement uncertainties using the TAM, SSM, and SAM	65
7.4.1	TAM	65
7.4.2	SSM	70
7.4.3	SAM	72
7.5	Parameters for specifying antenna phase centre and position	74
7.5.1	General	74
7.5.2	Reference position and phase centres of LPDA and hybrid antennas	75
7.5.3	Phase centres of horn antennas	78
8	Details for TAM, SAM, and SSM calibration methods for frequencies of 30 MHz and above	80
8.1	General	80
8.2	Considerations for F_a calibrations using TAM	80
8.2.1	General considerations	80
8.2.2	Calibration site and antenna set-up considerations for use with the TAM	80
8.2.3	Antenna parameters for a free-space environment or a ground-plane site	82
8.2.4	Validation of calibration method	83
8.3	Considerations for F_a calibrations using the SAM	83
8.3.1	General considerations and calibration site for use of the SAM	83
8.3.2	Calibration procedures and antenna set-ups for F_a by the SAM	84
8.3.3	Parameters of the STA	84
8.4	SSM calibrations at a ground-plane site, 30 MHz to 1 GHz	85
8.4.1	General considerations and calibration site for SSM	85
8.4.2	Calibration procedure for SSM	86
8.4.3	Calculation of F_a	86
8.4.4	Uncertainties of F_a obtained using SSM	87
9	Calibration procedures for specific antenna types for frequencies of 30 MHz and above	88
9.1	General	88
9.2	Calibrations for biconical and hybrid antennas in a free-space environment for 30 MHz to 300 MHz, and tuned dipoles for 60 MHz to 1 000 MHz	88
9.2.1	General considerations and calibration site requirements	88
9.2.2	Calibration procedure and antenna set-up for use with the SAM	88
9.2.3	Uncertainties of F_a determined by the SAM	89
9.2.4	Antenna set-up for use with the TAM (alternative)	91
9.3	Calibration of biconical (30 MHz to 300 MHz) and hybrid antennas, using the SAM and VP at a ground-plane site	91

9.3.1	General considerations and calibration site requirements	91
9.3.2	Calibration procedure and antenna set-up	92
9.3.3	Uncertainties of F_a determined with the SAM.....	93
9.4	Calibration of LPDA, hybrid, and horn antennas in a free-space environment, 200 MHz to 18 GHz.....	94
9.4.1	General considerations and calibration site for a free-space environment.....	94
9.4.2	Calibrations using the TAM.....	96
9.4.3	Antenna set-up for use with the SAM.....	97
9.4.4	Alternative antenna set-up for site with absorber on the ground	97
9.5	Calibration of horn and LPDA antennas in a FAR, 1 GHz to 18 GHz	98
9.5.1	Calibration using the TAM.....	98
9.5.2	Calibration and antenna set-up for the SAM.....	102
Annex A (informative)	Background information and rationale for the methods of antenna calibration	103
A.1	Rationale for the need for several calibration methods and for use of a ground-plane site	103
A.2	Special measures for calibration of omnidirectional antennas.....	104
A.2.1	General	104
A.2.2	Difficulties with calibration of omnidirectional antennas.....	105
A.2.3	Minimizing reflections from antenna supports and radiation from cables	105
A.2.4	Field taper and monocone set-up for VP biconical calibration	106
A.2.5	Use of HP or VP in a FAR.....	107
A.2.6	Substitution where the STA is the same model as the AUC.....	107
A.3	Calibrations using broadband calculable dipole antennas	107
A.3.1	Disadvantages of tuned dipole antennas.....	107
A.3.2	Advantages of broadband calculable dipole antennas.....	108
A.3.3	Disadvantages of calculable dipole antennas.....	108
A.4	Rationale for F_a and biconical/LPDA antenna cross-over frequency.....	108
A.4.1	Rationale for F_a	108
A.4.2	Cross-over frequency from biconical to LPDA antennas.....	109
A.4.3	Biconical element designs	109
A.5	Sources of increased uncertainty in measurement of F_a by the SSM.....	110
A.6	Calibration of LPDA antennas using smaller separation distances.....	112
A.6.1	Calibration of LPDA antennas using smaller separation distances	112
A.6.2	Correction of electric field strength to account for phase centre of LPDA antennas	113
A.7	Cross-polar discrimination of LPDA antennas	114
A.8	Tips for measurement instrumentation	115
A.8.1	Signal-to-noise ratio	115
A.8.2	Connector pin depth	117
A.8.3	Effect of added adaptor in a “cable-through” measurement.....	117
A.8.4	Compression level	118
A.8.5	Source power slope function above 6 GHz.....	118
A.8.6	Frequency increment for detection of resonances	118
A.8.7	Return loss or VSWR.....	118
A.9	Uncertainty considerations	119
A.9.1	General	119
A.9.2	Achievable uncertainties for F_a	119
A.9.3	Uncertainties of dipoles above a ground plane.....	119

A.9.4	Verification of uncertainty by comparison of methods	120
Annex B (normative) Calibration of biconical antennas and tuned dipole antennas above a ground plane using the TAM and the SAM		
		121
B.1	General.....	121
B.2	Characteristics of biconical antennas and dipole antennas.....	121
B.3	Frequencies	121
B.4	Measurement of $F_a(h,p)$ of biconical and tuned dipole antennas and derivation of F_a by averaging $F_a(h,p)$, 30 MHz to 300 MHz	122
B.4.1	General	122
B.4.2	Measurement of $F_a(h,H)$ by the SAM and derivation of F_a	122
B.4.3	Measurement of $F_a(h,H)$ by the TAM and derivation of F_a	125
B.5	Measurement of F_a of tuned dipoles placed high above a ground plane in the frequency range 30 MHz to 1 000 MHz.....	127
B.5.1	General	127
B.5.2	Measurement of F_a by the SAM.....	127
B.5.3	Measurement of F_a by the TAM	129
Annex C (informative) Rationale for the equations used in antenna calibration and relevant information about antenna characteristics for uncertainty analysis in the frequency range 30 MHz to 1 GHz		
		131
C.1	General.....	131
C.2	Antenna factor and antenna gain	131
C.2.1	Relationship between AF and gain for antennas in a free-space environment.....	131
C.2.2	Relationship between AF and gain for monopole antennas on a large ground plane	133
C.3	Equations for the insertion loss between antennas.....	133
C.3.1	Site insertion loss measured at a free-space calibration site	133
C.3.2	Site insertion loss measured at a metal ground-plane site	135
C.3.3	Site attenuation measured at a metal ground-plane site.....	137
C.4	Uncertainty contribution caused by near-field effects	138
C.5	Uncertainty contribution due to the antenna proximity coupling	139
C.6	Uncertainty contribution due to the ground plane reflection	141
C.6.1	Coupling to image in ground plane.....	141
C.6.2	Correction factors $\Delta F_{a,SSM}$ for F_a of biconical antenna	146
C.7	Uncertainty contribution due to the antenna radiation pattern.....	147
C.7.1	General	147
C.7.2	Biconical antennas	148
C.7.3	LPDA antennas.....	148
C.7.4	Hybrid antennas	149
C.7.5	Horn and LPDA antennas from 1 GHz to 18 GHz	150
Annex D (informative) Background information and rationale for calibration of antennas at frequencies above 1 GHz.....		
		153
D.1	Mismatch uncertainty	153
D.2	Mutual coupling between antennas and chamber reflection.....	153
D.3	Antenna separation distance and phase centre	153
D.4	Example gain of DRH at 1 m distance	155
Annex E (informative) Notes for measurement uncertainty budgets.....		
		157
E.1	General.....	157
E.2	Notes for measurement uncertainty budgets	157

Annex F (informative) Mismatch uncertainties from a two-port device connected between a transmit port and a receive port	167
Annex G (informative) Verification method for calibration of monopole antennas and uncertainty analysis of the ECSM.....	169
G.1 Verification method for calibration of monopole antennas by the plane wave method from 5 MHz to 30 MHz.....	169
G.1.1 Calibration procedure	169
G.1.2 Uncertainty evaluation for the calibration of monopole antennas by the plane wave method.....	170
G.2 Uncertainty analysis of the ECSM	170
G.2.1 Effect of rod length longer than $\lambda/8$	170
G.2.2 Effect on AF of monopole antenna mounted on a tripod	172
G.2.3 Monopole antenna receiving an electric field	173
G.2.4 Equivalent capacitance substitution method (ECSM)	173
G.2.5 Uncertainties associated with the ECSM.....	175
G.2.6 An alternative to the dummy antenna, for which $F_{ac} = V_D - V_L$	177
Annex H (informative) Helmholtz coil method for calibration of loop antennas up to 150 kHz	178
H.1 Measurement procedure	178
H.2 Uncertainties.....	180
Annex I (normative) Antenna pattern measurement method in the frequency range above 1 GHz, with measurement uncertainty budget.....	182
I.1 General.....	182
I.2 Test set-up	182
I.3 Test method.....	184
I.4 Test report.....	187
I.5 Uncertainty budget.....	187
Annex J (informative) Monte Carlo simulation of TAM loop antenna calibration measurement uncertainty – Example source code.....	189
Bibliography.....	192
Figure 1 – Set-up for AF determination using a network analyzer.....	30
Figure 2 – Set-up for AF determination using a measuring receiver and signal generator	30
Figure 3 – Example of mounting a capacitor in the dummy antenna	31
Figure 4 – Block diagram of TEM cell set-up for passive loop antennas	35
Figure 5 – Block diagram of TEM cell set-up for active loop antennas.....	36
Figure 21 – Loop antenna pair arrangements for the TAM.....	41
Figure 22 – Accuracy of Greene's formula and integral formula vs. frequency for $r_i = 0,05$ m, $r_j = 0,3$ m, and $d = 0,39$ m	42
Figure 23 – Examples of influence of ground plane on SIL in free-space condition.....	43
Figure 24 – Definitions of the parameters used in measurement uncertainty evaluation for $K(i,j)$	45
Figure 25 – Antenna arrangement for the current probe method (CPM).....	47
Figure 26 – Antenna arrangement for the standard antenna method	51
Figure 6 – Example of resonant spike due to poor biconical element connections, using 2 MHz increment.....	53
Figure 7 – Antenna set-up for SIL measurement at a free-space calibration site	61

Figure 8 – Antenna set-up for SIL and SA measurement at a ground-plane calibration site	61
Figure 9 – Antenna set-up for the TAM at a free-space calibration site	66
Figure 10 – Antenna set-up for the TAM at a calibration site with a metal ground plane	69
Figure 11 – Antenna set-up for the SSM	71
Figure 12 – Antenna set-up for the SAM at a calibration site with a metal ground plane	73
Figure 13 – Separation distance relative to the phase centre of an LPDA antenna	76
Figure 14 – LPDA antenna with a tapered curved geometry	78
Figure 15 – Separation distance with respect to the phase centre of horn antennas (see [49] for details)	79
Figure 16 – Schematic of a DRH showing relative locations of field point and phase centre of the DRH	80
Figure 17 – Biconical antenna set-up for SAM using vertical polarization, showing the paired monocone antenna and an example collapsible-element biconical AUC	93
Figure 18 – Test set-up for the calibration of LPDA and hybrid antennas positioned at a large height	96
Figure 19 – Set-up for LPDA antennas above absorber	98
Figure 20 – Set-up for transmission measurements using a network analyzer	100
Figure A.1 – Illustration of the angles of the electromagnetic rays subtended from the scanned LPDA antenna to the fixed height LPDA antenna and to the ground plane	111
Figure A.2 – F_a of biconical antenna with 200 Ω balun measured by the VP method of 9.3, and by the SSM method of 8.4 without correction	112
Figure A.3 – F_a of biconical antenna with 200 Ω balun measured by the VP method of 9.3, and by the SSM method of 8.4 with correction	112
Figure A.4 – Separation distance relative to the phase centre of an LPDA antenna	114
Figure A.5 – Statistical properties of multiple S_{21} sweeps (minimum, maximum, and mean value)	116
Figure A.6 – Standard deviation of S_{21}	116
Figure A.7 – Normalized standard deviation of S_{21}	117
Figure C.1 – Simplified model of a receive antenna	132
Figure C.2 – Insertion loss measurement for antenna calibration at a free-space calibration site	134
Figure C.3 – Insertion loss measurement for antenna calibration at a calibration site with a metal ground plane	136
Figure C.4 – Comparison of field strength given by Equation (C.17) versus in near-field region given by Equation (C.31)	139
Figure C.5 – Theoretical calculations of proximity coupling effects on the AF from the TAM (free-space conditions)	141
Figure C.6 – Deviation of AF from free-space value, F_a , caused by mutual coupling to the image in a metal ground plane (theoretical results)	143
Figure C.7 – Variation of $F_a(h,H)$ of biconical antenna with 50 Ω balun, 30 MHz to 320 MHz at heights every 0,5 m above a ground plane from 1 m to 4 m	144
Figure C.8 – AF of Figure C.7 normalized to free-space AF	144
Figure C.9 – Variation of $F_a(h,H)$ of biconical antenna with 200 Ω balun, 30 MHz to 320 MHz at heights every 0,5 m above a ground plane from 1 m to 4 m	145
Figure C.10 – Diagram of one triangular section of a biconical antenna element	147
Figure C.11 – Examples of radiation patterns (relative realized gain) of two example biconical antennas compared to ideal half-wave tuned dipole antenna	148

Figure C.12 – Examples of radiation patterns (relative realized gain) of three example LPDA antennas, compared to ideal half-wave tuned dipole antenna.....	149
Figure C.13 – Examples of radiation patterns (relative realized gain) of an example hybrid antenna, compared to ideal half-wave tuned dipole antenna.....	150
Figure C.14 – Example radiation patterns for classical DRH antenna.....	151
Figure C.15 – Example radiation patterns for novel DRH antenna.....	151
Figure C.16 – Example radiation patterns for classical LPDA antenna.....	152
Figure C.17 – Example radiation patterns for V-type LPDA antenna.....	152
Figure D.1 – Relative phase centres of a DRH antenna and an LPDA antenna.....	154
Figure D.2 – A transmission system between a horn antenna and an LPDA antenna.....	155
Figure D.3 – Measured AFs of a DRH antenna at 4,5 GHz.....	155
Figure D.4 – Graph showing the realized gain at 1 m for a DRH antenna.....	156
Figure E.1 – Comparison of measured and predicted SIL for calculable dipole antenna – 60 MHz element.....	160
Figure E.2 – Comparison of measured and predicted SIL for calculable dipole antenna – 180 MHz element.....	161
Figure E.3 – Reflectivity of chamber absorbing materials.....	165
Figure E.4 – Laser alignment system.....	165
Figure F.1 – Flow graph representation of a two-port device between a transmit port and a receiver port.....	167
Figure F.2 – Signal flow reduction.....	167
Figure G.1 – Diagram showing how the brass rod connects to the type N male bulkhead connector.....	170
Figure G.2 – Graph of the magnitude of the $\tan(\dots)$ ratio term in Equation (4) of 5.1.2.2.....	171
Figure G.3 – Graphical presentation of Equation (4) of 5.1.2.2 self-capacitance C_a of a 1 m monopole.....	171
Figure G.4 – Graphical presentation of Equation (5) of 5.1.2.2 height correction factor L_h	172
Figure G.5 – Calibration set-up consisting of a biconical and a loop antenna, and an elevated monopole antenna with vertical feed wires.....	173
Figure G.6 – Equivalent circuit representation for a monopole antenna system.....	173
Figure G.7 – Monopole antenna calibration using the ECSM.....	174
Figure G.8 – Equivalent circuit representation for the ECSM.....	174
Figure G.9 – Simplified circuit representation for Figure G.8.....	175
Figure G.10 – Circuit for dummy antenna simulating the effects of the antenna effective height, h_e	177
Figure H.1 – Diagram of Helmholtz coil method set-up.....	178
Figure H.2 – Variation of H/I across the central plane between the coils.....	180
Figure I.1 – Typical set-up for antenna pattern measurement.....	183
Figure I.2 – Definition of d_1	183
Figure I.3 – Definition of d_2	184
Figure I.4 – With d_1 held constant, d_2 is increased in x cm steps.....	185
Figure I.5 – With d_2 held constant, d_1 is increased in x cm steps.....	185
Figure I.6 – Distance and angle correction.....	187

Table 1 – Summary of calibration methods above 30 MHz for F_a	25

Table 2 – Calibration methods above 30 MHz by subclause number	26
Table 3 – Frequency increments for monopole antenna calibration	27
Table 4 – Example measurement uncertainty budget for F_{ac} of a monopole antenna calibrated by the ECSM using Equation (9)	33
Table 5 – Example measurement uncertainty budget for F_{aH} of a loop antenna measured in a TEM cell	37
Table 15 – Examples for valid use of Equation (65)	41
Table 16 – Example of an uncertainty budget for site insertion loss $A_i(i,j)$	45
Table 17 – Example of an uncertainty budget for $K(i,j)$ as used by the TAM	46
Table 18 – Example of an uncertainty budget for F_{aH} of a loop antenna determined by the TAM – expanded uncertainty at 30 MHz	46
Table 19 – Example of an uncertainty budget for F_{aH} of a loop antenna determined by the current probe method – expanded uncertainty at 30 MHz	49
Table 20 – Example of an uncertainty budget for transfer impedance $ Z $ according to the jig method of CISPR 16-1-2	50
Table 21 – Example of an uncertainty budget for $F_{aH}(AUC)$ of a loop antenna determined by the standard antenna method – expanded uncertainty at 30 MHz	51
Table 6 – Frequency increments for broadband antenna calibration	52
Table 7 – Example measurement uncertainty budget for common components of a SIL measurement result evaluated from Equation (20)	62
Table 8 – Parameters used to determine phase centres of segments A and B	78
Table 9 – Example measurement uncertainty budget for F_a of a horizontally-polarized biconical antenna measured by the SSM	87
Table 10 – Example measurement uncertainty budget for F_a of a biconical antenna measured by the SAM in a FAR over the frequency range 30 MHz to 300 MHz	90
Table 11 – Example measurement uncertainty budget for F_a of a tuned dipole antenna obtained by the SAM in a FAR at a free-space calibration site, using a calculable tuned dipole as the STA in the frequency range above 60 MHz	91
Table 12 – Example measurement uncertainty budget for F_a of a biconical antenna measured using the SAM for vertical polarization over the frequency range 30 MHz to 300 MHz	94
Table 13 – Example measurement uncertainty budget for F_a of LPDA and hybrid antennas measured by the TAM at 4 m height for the frequency range 200 MHz to 3 GHz	97
Table 14 – Example measurement uncertainty budget for F_a of a horn antenna measured by the TAM above 1 GHz for 3 m separation in free space	101
Table A.1 – Example type N male and female connector pin depths and tolerances using a type N pin-depth gauge	117
Table A.2 – Typical type N adaptor characteristics	118
Table B.1 – Antenna set-up for the SAM for tuned dipole antennas with averaging of $F_a(h,H)$	122
Table B.2 – Antenna set-up for the SAM for biconical antennas with averaging of $F_a(h,H)$	123
Table B.3 – Example measurement uncertainty budget for $F_a(h,H)$ of a biconical antenna measured by the SAM over the frequency range 30 MHz to 300 MHz	123
Table B.4 – Example measurement uncertainty budget for F_a of a biconical antenna obtained by the SAM with averaging of $F_a(h,H)$ in the frequency range below 300 MHz	125
Table B.5 – Example measurement uncertainty budget for $F_a(h,H)$ of a biconical antenna obtained by the TAM with the antenna set-up specified in Table B.2	126

Table B.6 – Example measurement uncertainty budget for F_a of a biconical antenna obtained by the TAM with averaging of $F_a(h,H)$ in the frequency range below 300 MHz	126
Table B.7 – Antenna set-ups for the SAM for determining F_a of tuned dipole antennas at specific frequencies in the range 30 MHz to 1 000 MHz	128
Table B.8 – Example measurement uncertainty budget for F_a of a tuned dipole antenna obtained by the SAM using the antenna set-ups specified in Table B.7	129
Table B.9 – Example measurement uncertainty budget for F_a of a tuned dipole antenna obtained by the TAM using the antenna set-ups specified in Table B.7	130
Table C.1 – Examples of the antenna height range h for horizontal polarization for an error $\leq 0,3$ dB	145
Table C.2 – Correction factors $\Delta F_{a,SSM}$ to convert AF measured by SSM to F_a	146
Table C.3 – Mechanical dimensions for the biconical antenna [52]	147
Table G.1 – Example measurement uncertainty budget for F_a of a monopole antenna measured by the SAM	170
Table H.1 – Example measurement uncertainty budget for F_{aH} of a loop antenna measured by the Helmholtz coil method for the frequency range 50 kHz to 150 kHz	181
Table I.1 – Correction of angle α for a distance of $d_1 = 3$ m (refer to Figure I.6)	186
Table I.2 – Example measurement uncertainty budget for antenna pattern measurement above 1 GHz	188

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION
INTERNATIONAL SPECIAL COMMITTEE ON RADIO INTERFERENCE

**SPECIFICATION FOR RADIO DISTURBANCE AND IMMUNITY
MEASURING APPARATUS AND METHODS –**

**Part 1-6: Radio disturbance and immunity measuring apparatus –
EMC antenna calibration**

FOREWORD

- 1) The International Electrotechnical Commission (IEC) is a worldwide organization for standardization comprising all national electrotechnical committees (IEC National Committees). The object of IEC is to promote international co-operation on all questions concerning standardization in the electrical and electronic fields. To this end and in addition to other activities, IEC publishes International Standards, Technical Specifications, Technical Reports, Publicly Available Specifications (PAS) and Guides (hereafter referred to as "IEC Publication(s)"). Their preparation is entrusted to technical committees; any IEC National Committee interested in the subject dealt with may participate in this preparatory work. International, governmental and non-governmental organizations liaising with the IEC also participate in this preparation. IEC collaborates closely with the International Organization for Standardization (ISO) in accordance with conditions determined by agreement between the two organizations.
- 2) The formal decisions or agreements of IEC on technical matters express, as nearly as possible, an international consensus of opinion on the relevant subjects since each technical committee has representation from all interested IEC National Committees.
- 3) IEC Publications have the form of recommendations for international use and are accepted by IEC National Committees in that sense. While all reasonable efforts are made to ensure that the technical content of IEC Publications is accurate, IEC cannot be held responsible for the way in which they are used or for any misinterpretation by any end user.
- 4) In order to promote international uniformity, IEC National Committees undertake to apply IEC Publications transparently to the maximum extent possible in their national and regional publications. Any divergence between any IEC Publication and the corresponding national or regional publication shall be clearly indicated in the latter.
- 5) IEC itself does not provide any attestation of conformity. Independent certification bodies provide conformity assessment services and, in some areas, access to IEC marks of conformity. IEC is not responsible for any services carried out by independent certification bodies.
- 6) All users should ensure that they have the latest edition of this publication.
- 7) No liability shall attach to IEC or its directors, employees, servants or agents including individual experts and members of its technical committees and IEC National Committees for any personal injury, property damage or other damage of any nature whatsoever, whether direct or indirect, or for costs (including legal fees) and expenses arising out of the publication, use of, or reliance upon, this IEC Publication or any other IEC Publications.
- 8) Attention is drawn to the Normative references cited in this publication. Use of the referenced publications is indispensable for the correct application of this publication.
- 9) Attention is drawn to the possibility that some of the elements of this IEC Publication may be the subject of patent rights. IEC shall not be held responsible for identifying any or all such patent rights.

This consolidated version of the official IEC Standard and its amendments has been prepared for user convenience.

CISPR 16-1-6 edition 1.2 contains the first edition (2014-12) [documents CISPR/A/1087/FDIS and CISPR/A/1098/RVD], its amendment 1 (2017-01) [documents CISPR/A/1195/FDIS and CISPR/A/1204/RVD] and its amendment 2 (2022-03) [documents CIS/A/1362/FDIS and CIS/A/1365/RVD].

In this Redline version, a vertical line in the margin shows where the technical content is modified by amendments 1 and 2. Additions are in green text, deletions are in strikethrough red text. A separate Final version with all changes accepted is available in this publication.

International Standard CISPR 16-1-6 has been prepared by CISPR subcommittee A: Radio-interference measurements and statistical methods.

It has the status of a basic EMC Standard in accordance with IEC Guide 107, *Electromagnetic compatibility – Guide to the drafting of electromagnetic compatibility publications*.

This publication has been drafted in accordance with the ISO/IEC Directives, Part 2.

A list of all parts of CISPR 16 series, under the general title *Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods*, can be found on the IEC website.

The committee has decided that the contents of the base publication and its amendments will remain unchanged until the stability date indicated on the IEC web site under "<http://webstore.iec.ch>" in the data related to the specific publication. At this date, the publication will be

- reconfirmed,
- withdrawn,
- replaced by a revised edition, or
- amended.

IMPORTANT – The 'colour inside' logo on the cover page of this publication indicates that it contains colours which are considered to be useful for the correct understanding of its contents. Users should therefore print this document using a colour printer.

SPECIFICATION FOR RADIO DISTURBANCE AND IMMUNITY MEASURING APPARATUS AND METHODS –

Part 1-6: Radio disturbance and immunity measuring apparatus – EMC antenna calibration

1 Scope

This part of CISPR 16 provides procedures and supporting information for the calibration of antennas for determining antenna factors (AF) that are applicable to antennas intended for use in radiated disturbance measurements.

It has the status of a basic EMC Standard in accordance with IEC Guide 107, *Electromagnetic compatibility – Guide to the drafting of electromagnetic compatibility publications*.

The AF of an antenna is influenced by nearby surroundings and by its position in space relative to the radiating source. This standard focuses on antenna calibrations that provide the AF in a free-space environment in the direction of the boresight of the antenna. The frequency range addressed is 9 kHz to 18 GHz. The relevant antenna types covered in this standard are monopole, loop, dipole, biconical, log-periodic dipole-array (LPDA), hybrid and horn antennas.

Guidance is also provided on measurement uncertainties associated with each calibration method and configuration, and the test instrumentation used.

2 Normative references

The following documents, in whole or in part, are normatively referenced in this document and are indispensable for its application. For dated references, only the edition cited applies. For undated references, the latest edition of the referenced document (including any amendments) applies.

CISPR 16-1-2, *Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods – Part 1-2: Radio disturbance and immunity measuring apparatus – Coupling devices for conducted disturbance measurements*

CISPR 16-1-4:2010/2019, *Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods – Part 1-4: Radio disturbance and immunity measuring apparatus – Antennas and test sites for radiated disturbance measurements*
~~CISPR 16-1-4:2010/AMD 1:2012~~

CISPR 16-1-5:2014, *Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods – Part 1-5: Radio disturbance and immunity measuring apparatus – Antenna calibration sites and reference test sites for 5 MHz to 18 GHz*

IEC 60050-161, *International Electrotechnical Vocabulary (IEV) – Chapter 161: Electromagnetic compatibility*

ISO/IEC Guide 98-3:2008, *Uncertainty of measurement – Part 3: Guide to the expression of uncertainty in measurement (GUM:1995)*

3 Terms, definitions and abbreviations

3.1 Terms and definitions

For the purposes of this document, the following terms and definitions, as well as those given in IEC 60050-161, apply.

NOTE Full terms for abbreviations not already given in 3.1 are listed in 3.2.

3.1.1 Antenna terms

3.1.1.1

antenna

transducer that converts the guided electromagnetic energy of the feed line into a radiated wave in space and vice versa

Note 1 to entry: In the context of this standard, for antennas for which a balun is intrinsic to the functioning of the antenna, the term “antenna” includes the balun.

3.1.1.2

biconical antenna

symmetric antenna formed by two conical radiating elements having a common axis, and adjacent vertices at which they are fed

Note 1 to entry: For use in the VHF band, biconical antennas are usually made of two conical-shaped wire cages. Often each cage has a cross-bar connecting the centre conductor and one of the peripheral wires to remove a narrowband resonance. Such shorting cross-bars can affect the characteristics of the antenna above 215 MHz. For more details, see also A.4.3.

Note 2 to entry: For the purpose of this standard, a biconical antenna for which the tip-to-tip length is between 1,3 m and 1,4 m (based on the MIL-STD-461 design with tip-to-tip length of 1,37 m [45]¹⁾), is referred to as a classical biconical antenna, to distinguish from small biconicals whose upper frequency is above 300 MHz.

3.1.1.3

broadband antenna

antenna having acceptable characteristics over a wide range of radio frequencies

3.1.1.4

calculable antenna

dipole-like antenna of which the antenna factor of a single antenna, and the site insertion loss between a pair of antennas, may be calculated using either analytical or numerical (method of moments) techniques based on the dimensions, load impedance and geometrical parameters, and that can be verified by measurement

Note 1 to entry: The calculable dipole antenna is a special case of calculable antenna; the good agreement between the analytical and numerical formulations confirms the very low uncertainties achievable with the linear dipole. A calculable dipole antenna is described in CISPR 16-1-5.

3.1.1.5

horn antenna

antenna consisting of a waveguide section in which the cross-sectional area increases towards an open end, which is known as the aperture

Note 1 to entry: Rectangular-waveguide pyramidal horn antennas are popular in the microwave frequency range above about 1 GHz. Double-ridged-waveguide horn antennas (DRH; sometimes also referred to as DRG horn, for double-ridged-guide) cover a very wide frequency range. The mainlobe of some DRH antennas splits into several beams at higher frequencies; for other details see the NOTE in 9.5.1.3.

1) Numbers in square brackets refer to the Bibliography.

3.1.1.6

hybrid antenna

antenna consisting of a wire-element log-periodic dipole array section and a broadband dipole section

Note 1 to entry: The longest element of the LPDA (see 3.1.1.7) section is typically resonant at approximately 200 MHz, and the boom is lengthened at the open-circuit (rear) end to feed the connected broadband dipole (e.g. biconical or bowtie) section. Over the range 30 MHz to 200 MHz, the broadband dipole exhibits a performance similar to a biconical antenna, notably in the variation of $F_a(h,p)$.

Note 2 to entry: A common-mode choke is typically used at the open-circuit end (i.e. rear) of the boom, to minimize parasitic (unintended) RF currents on the outer conductor of the coaxial cable flowing into the measuring receiver.

3.1.1.7

log-periodic dipole array antenna

LPDA antenna

antenna comprising an array of linear dipole elements whose lengths and spacings increase logarithmically with frequency from the tip to the larger end of the antenna

3.1.1.8

monopole antenna

linear vertical antenna that is normally placed on a large horizontal conducting ground plane, which then has characteristics like a vertically polarized dipole antenna

Note 1 to entry: The monopole antenna is a combination of a vertical rod and matching unit at its base. Provided that the combined height is less than $\lambda/8$, the ECSM is a valid method for measuring the AF.

Note 2 to entry: The term "rod" describes the metal rod that is detachable from the matching unit at the point where it is replaced by the dummy antenna in the ESCM.

3.1.1.9

resonant dipole antenna

tuned dipole antenna

antenna consisting of two straight collinear conductors of equal length, placed end to end, separated by a small gap constituting a balanced feed, with each conductor approximately a quarter-wavelength long such that at the specified frequency the input impedance of the antenna measured across the gap has zero reactance when the dipole is located in free space

Note 1 to entry: A resonant dipole antenna is also a calculable antenna (see 3.1.1.4). In this standard the term "linear dipole" implies "two straight collinear conductors," in contrast to the biconical dipole, or array of dipoles as in the LPDA antenna.

3.1.1.10

standard antenna

STA

antenna for which the AF is calculated or measured precisely

Note 1 to entry: An STA may be a calculable antenna (see 3.1.1.4) such as specified in 4.3 of CISPR 16-1-5:2014; alternatively an STA can be an antenna of a type similar to the AUC that has been calibrated to lower uncertainties than is required for the AUC. The three antenna method (TAM) is an example of methods for precise measurement of the AF of an STA.

Note 2 to entry: An STA is used for measurements by the standard antenna method (SAM) (see 4.3.5, etc.). An STA is mechanically robust such that reproducibility of AF to better than $\pm 0,2$ dB is maintained with continuous use of the STA. Balance and cross-polar criteria applicable to the STA are found in 6.3.2 and 6.3.3.

3.1.1.11

antenna under calibration

AUC

antenna being calibrated, and as distinguished from the paired antenna(s) that are used in calibration measurements of the antenna under calibration

Note 1 to entry: See also 3.1.1.12 paired antenna.

3.1.1.12

paired antenna

antenna used in antenna calibration that covers the frequency range of the AUC and has similar directivity as the AUC

Note 1 to entry: Example antenna pairs for the TAM include biconical-biconical, biconical-dipole, biconical-hybrid, LPDA-hybrid, LPDA-LPDA, LPDA-horn.

Note 2 to entry: The distinction in the function of a paired antenna in the TAM and the SAM is given in 6.2.1.

Note 3 to entry: See 8.3.3 for description of similarity of antennas.

3.1.1.13

balun

device for transforming an unbalanced transmission line to a balanced transmission line and vice-versa

Note 1 to entry: A balun is used, for example, to couple balanced antenna elements to an unbalanced feed line, such as a coaxial cable. A balun may exhibit inherent impedance transformation differing from unity.

Note 2 to entry: In this standard the word balun is also used to refer to the handle of biconical or hybrid antennas, usually in the form of a metal tube or pole.

3.1.1.14

antenna directivity

ratio of the radiation intensity of an antenna in its boresight direction to the average radiation intensity

Note 1 to entry: See also 3.1.1.18 boresight direction, and 3.1.1.15 radiation pattern.

Note 2 to entry: The default definition of directivity is relative to the isotropic radiation condition (i.e. for the average radiation intensity, as in this definition), with the unit symbol dBi. When the reference is a half-wave dipole, which has a directivity of 1,64, the unit symbol is dBd ($y \text{ dBd} = x \text{ dBi} - 2,15 \text{ dB}$).

3.1.1.15

radiation pattern

directional dependence of the relative intensity of radiation at a fixed distance from the phase centre of a transmit antenna

Note 1 to entry: See also 3.1.1.14 antenna directivity. The radiation patterns of interest for EMC testing are the co-polarized E-plane (see 3.1.1.16) and H-plane (see 3.1.1.17) radiation patterns.

3.1.1.16

principal E-plane

plane containing the electric field vector and the direction of maximum radiation, for a linearly-polarized antenna

Note 1 to entry: The principal E-plane pattern can be obtained by rotating in azimuth a horizontally-polarized AUC about its centre and measuring its output voltage, using a co-polarized transmit antenna situated in the far-field of the AUC in a horizontal plane containing the centres of the AUC and the transmit antenna.

3.1.1.17

principal H-plane

plane containing the magnetic field vector and the direction of maximum radiation, for a linearly-polarized antenna

Note 1 to entry: The principal H-plane pattern can be obtained by rotating in azimuth a vertically-polarized AUC about its centre and measuring its output voltage, using a co-polarized transmit antenna situated in the far-field of the AUC, in a horizontal plane containing the centres of the AUC and the transmit antenna.

3.1.1.18

boresight direction

the axis of an antenna determined by its radiation properties, which for EMC antennas is the direction of maximum radiation from the antenna

Note 1 to entry: For EMC antennas the direction of maximum signal is usually: a) coincident with the direction in line with the mechanical longitudinal axis of LPDA antennas; b) orthogonal to the elements of monopole, dipole, and biconical antennas; c) orthogonal to the front aperture of horn antennas. In each of these cases, the orthogonal line is coincident with the centre of the antenna.

3.1.1.19

null

node in signal level resulting from the vector sum of the direct and ground-reflected signals at the receive antenna and with the level being considerably lower than the in-phase sum of these signals

Note 1 to entry: The depth of a null is measured from the in-phase sum of the direct and ground reflected signals. A null in the received signal occurs when the antennas are above a ground plane at heights such that the direct and ground reflected signal are in anti-phase, which can result in large errors in the calculation of AF. A null extends from 90° to 180° out of phase. At 90° the null depth is 6,02 dB. The depth is compared to the nearest adjacent maximum signal in the swept frequency response (or height scan of one antenna at a fixed frequency). Accurate AF results can be obtained in a null deeper than 6 dB, but the operator needs to confirm the quality of their ground plane, e.g. by using a calculable dipole antenna.

Note 2 to entry: The dip in signal level on boresight for some DRH antennas is sometimes referred to as a null. This definition does not apply to such dips.

Note 3 to entry: IEC 60050-726:1982, 726-02-07 defines standing-wave minimum, with synonym node (of a standing wave), as the location in a propagation medium where the vectorial sum of a specified field quantity of two waves creating a standing wave is a minimum.

3.1.2 Antenna factor terms

3.1.2.1

antenna factor

F_a

ratio of the electric field strength of a plane wave, incident from the direction corresponding to the mechanical boresight (i.e. the main axis of the antenna), to the voltage induced across a specified load connected to the antenna, measured in a free-space environment

Note 1 to entry: See 4.2 for further details. In this standard, the symbol F_a is synonymous with free-space antenna factor. Antenna factor is also used as a generic term, signified by AF, which includes free-space AF and height-dependent AF (see 3.1.2.4). AF has the physical dimension (unit) of inverse metres (m^{-1}), and measured AF data are normally expressed in $\text{dB}(\text{m}^{-1})$ [i.e. F_a , F_{ac} , $F_a(h)$, $F_a(h,p)$, or $F_a(d)$]. Plane wave incidence implies far-field conditions; see C.4. See also C.2 and C.3 for a generalized description of AF, antenna gain, and insertion loss measurements.

3.1.2.2

antenna factor for monopole antenna calibrated in plane wave conditions

F_a

ratio of the electric field strength of a plane wave, incident from a direction orthogonal to the antenna rod, to the voltage induced across a specified load connected to the antenna, measured with the bottom surface of its matching unit on, and in electrical contact with, the ground plane of an OATS

Note 1 to entry: The symbol F_a is used only when antenna factor is expressed in dB.

Note 2 to entry: The relationship between AF and gain for a monopole differs from that for other antennas; i.e. see C.2.2.

3.1.2.3

antenna factor for monopole antenna calibrated by the ECSM

F_{ac}

antenna factor measured by the Equivalent Capacitance Substitution Method

Note 1 to entry: The symbol F_{ac} is used only when antenna factor is expressed in dB.

Note 2 to entry: See 5.1.2. A method to correct F_{ac} for the influence of the matching unit to arrive at F_a is given in 5.1.2.2. The relationship between AF and gain for a monopole differs from that for other antennas; i.e. see C.2.2.

3.1.2.4 height-dependent antenna factor

$F_a(h,p)$, $F_a(h)$

antenna factor, as a function of height, h , and polarization, p , of an antenna located at a specified height h above the ground plane of an ideal OATS

Note 1 to entry: When the designator p is omitted, as in $F_a(h)$, horizontal polarization is assumed. Horizontal polarization is made explicit for example by $F_a(h,H)$ as in B.4.2.

3.1.2.5 magnetic field antenna factor

F_{aH}

ratio of the strength of an incident magnetic field component that is orthogonal to the area encircled by a loop element to the voltage induced across a specified load connected to the antenna

Note 1 to entry: The symbol F_{aH} is used only when antenna factor is expressed in dB. The quantity F_{aH} is expressed in dB(S/m) or dB($\Omega^{-1}\text{m}^{-1}$).

Note 1 to entry: The unit dB(pT/ μV) is used in some standards (but not in CISPR 16-1-6), which can be converted to dB(S/m) by subtracting 2 dB.

Note 2 to entry: CISPR 16-1-4 specifies loop antennas for magnetic field strength measurements in the frequency range of 9 kHz to 30 MHz.

3.1.3 Measurement site terms

3.1.3.1 anechoic chamber

shielded enclosure that is lined with radio-frequency absorbers to reduce reflections from the internal surfaces

Note 1 to entry: There are two different types of anechoic chamber, i.e. fully-anechoic room (see 3.1.3.5) and semi-anechoic chamber (see 3.1.3.8).

Note 2 to entry: An anechoic chamber suitable for antenna calibration has a more strict RF performance specification compared with a chamber for EMC radiated disturbance measurements (for details, see CISPR 16-1-5).

3.1.3.2 calibration site

any site at which an antenna is calibrated

Note 1 to entry: Calibration sites include a CALTS (see 3.1.3.3) on which the ground reflection is intentionally used, a FAR (see 3.1.3.5), and an open-area calibration site (see Clause 6 of CISPR 16-1-5:2014) at which the antennas are high enough above the ground to reduce the ground reflection. For each of these, the reflections from all directions meet the appropriate site acceptance criteria for antenna calibration.

3.1.3.3 calibration test site

CALTS

calibration site with a metallic ground plane and tightly specified site insertion loss in horizontal electric field polarization

Note 1 to entry: A CALTS is used for the measurement of height dependent AF, and to measure free-space AF by the standard site method.

Note 2 to entry: A CALTS can also be validated for: a) vertical polarization using the method of 4.7 of CISPR 16-1-5:2014; and b) other specific antenna calibration methods using the methods of 4.9 and 4.10 of CISPR 16-1-5:2014.

3.1.3.4 free space

environment where it has been shown that the effect of any obstacle, including the ground, on the direct radiated signals passing directly between two antennas is below a specified uncertainty contribution for the measurement of F_a

3.1.3.5

fully-anechoic room

FAR

an enclosure, the six internal surfaces of which are lined with radio-frequency absorbing material (i.e. RF absorber) that attenuates electromagnetic energy in the frequency range of interest

Note 1 to entry: A FAR suitable for antenna calibration has a tighter field uniformity specification compared with that for EMC radiated disturbance measurement specified in CISPR 16-1-4. If ambient RF interference prevents the required SNR, the FAR should be built inside a shielded enclosure.

3.1.3.6

ideal open-area test site

ideal OATS

open-area test site having a perfectly flat, perfectly conducting ground plane of infinite area, and with no reflecting objects except the ground plane

Note 1 to entry: An ideal OATS is a theoretical construct that is used in the calculation of the theoretical normalized site insertion loss A_i for ground-plane sites and in the modelling of antennas. See also 3.1.3.7 open-area test site.

3.1.3.7

open-area test site

OATS

facility for measurements and calibrations in which the ground reflection is made reproducible by a large flat electrically conducting ground plane

Note 1 to entry: An OATS can be used for radiated disturbance measurements, where it is also designated as a COMTS. An OATS can also be used for antenna calibrations, where it is designated as a CALTS.

Note 2 to entry: An OATS is an uncovered outdoor site, and is far enough away from buildings, electric lines, fences, trees, underground cables, pipelines, and other potential reflective objects, so that the effects due to such objects are negligible. See also 3.1.3.3 definition of a CALTS, and 3.1.3.6 definition of an ideal OATS. See CISPR 16-1-4 for guidance on the construction of an OATS.

3.1.3.8

semi-anechoic chamber

SAC

shielded enclosure, in which five of the six internal surfaces are lined with radio-frequency absorbing material (i.e. RF absorber) that attenuates electromagnetic energy in the frequency range of interest, and the bottom horizontal surface is a conducting ground plane for use with OATS test set-ups

Note 1 to entry: A SAC suitable for antenna calibration has a tighter normalized site attenuation specification for the purposes of antenna calibration compared with that for EMC radiated disturbance measurement. If ambient RF interference prevents the required SNR, the SAC should be built inside a shielded enclosure; see also 3.1.3.5 fully-anechoic room.

3.1.4 Other terms

3.1.4.1

measuring receiver

signal measuring instrument, such as a stepping receiver, a spectrum analyzer, or the receiving part of a network analyzer, that fulfils the selectivity and linearity requirements of the relevant calibration method

Note 1 to entry: The term measuring receiver may also imply the full functions of a vector network analyzer. In this standard, the term "signal" means a sinusoidal signal with constant amplitude; see 6.2.1 for other details. For the purposes of antenna calibration, this definition is a modification of that found in CISPR 16-1-1 [1] and CISPR 16-2-3 [2].

3.1.4.2 site attenuation SA

A_s

minimum site insertion loss measured between two polarization-matched antennas located above a conducting ground plane on a calibration site when one antenna is moved vertically over a specified height range and the other is set at a fixed height

Note 1 to entry: The terms site insertion loss (see 3.1.4.3) and site attenuation describe essentially the same measurement quantity, however the term SA is used in the context of finding the minimum value of the site insertion loss (SIL) measured for a pair of antennas when one antenna was scanned in height above a ground plane.

3.1.4.3 site insertion loss SIL

A_i

transmission loss between two polarization matched antennas when a direct electrical connection via cables and attenuators between the signal generator output and the measuring receiver input is replaced by a transmit antenna and a receive antenna placed at specified positions on a calibration site

Note 1 to entry: Refer to 7.2 for other details.

Note 2 to entry: The symbol A_i uses A as the conventional symbol for attenuation, with the subscript i denoting insertion; for A_i the subscript is not to be confused with usage in this standard of i as an index symbol, e.g. $i = 1, 2, 3$.

3.2 Abbreviations

The following are abbreviations used in this standard that are not already given in 3.1.

AF	antenna factor
CPM	current probe method
DANL	displayed average noise level
DVM	digital voltmeter
DRH	double-ridged horn
EM	electromagnetic
EMC	electromagnetic compatibility
ECSM	equivalent capacitance substitution method
EUT	equipment under test
GTEM	gigahertz transverse electromagnetic
HP	horizontal polarization
LNA	low-noise amplifier
NEC	Numerical Electromagnetics Code (wire antenna modelling software)
NSA	normalized site attenuation
RF	radio frequency
RSS	root-sum-square (square root of the sum of the squares)
SAM	standard antenna method
SFM	standard field method
SNR	signal-to-noise ratio
SSM	standard site method

TAM	three antenna method
TEM	transverse electromagnetic
VNA	vector network analyzer
VP	vertical polarization
VSWR	voltage standing wave ratio

4 Fundamental concepts

4.1 General

This standard specifies methods to calibrate antennas that are used to perform radiated disturbance measurements. The main calibration parameter is antenna factor, F_a , which can be equivalently converted to realized gain (see Annex C).

It is recognized that when used in accordance with the test methods defined in CISPR 16-2-3 [2], the measurement antenna may not be in free space, being located instead above a metallic ground plane at a height of between 1 m and 4 m. Methods are specified in Annex B to measure the antenna factor as a function of height and polarization above a metallic ground plane, $F_a(h,p)$. These methods allow the differences between the F_a and $F_a(h,p)$ values of an antenna to be quantified and included as a contribution to the uncertainty associated with performing radiated disturbance measurements above a metallic ground plane. See A.1 for rationale of the need for a ground plane, and rationale of a choice of calibration methods based on available test sites, available state-of-the-art knowledge, and a required uncertainty level.

Associated with each antenna calibration method is a method for validating a calibration site, and an acceptance criterion for that site that is related to the uncertainty required of the AF. The relevant site specifications and site validation methods are given in CISPR 16-1-5.

4.2 The concept of antenna factor

The antenna factor F_a , in dB(m⁻¹), as defined in 3.1.2.1, is determined by Equation (1):

$$F_a = E - V \quad (1)$$

where

E is the field strength in dB(μV/m) of the incident plane wave that illuminates the antenna;

V is the resultant voltage in dB(μV) across the output terminal of the antenna.

As shown in C.2.1, the AF depends on the load Z_0 connected to the antenna output as well as the impedance Z_0' seen from the gap between the radiating elements towards the load. An antenna factor is also affected by mutual coupling to its surroundings, for example the proximity of other antennas, the ground, and buildings. However, with the definition of AF as being in a free-space environment, these effects on F_a are minimized. The quantity V is normally measured at the receiver end of a cable connecting the antenna to the receiver, therefore V is to be corrected by the cable loss [see e.g. Equation (48) in 7.4.3.1]. A mismatch loss correction would also be required for a cable with poor match (i.e. see 6.2.2).

This standard assumes that radiated disturbance measurements are made using F_a (see rationale given in A.4). In radiated emission measurements, the incident field strength, E , can be calculated from a reading, V , of a measuring receiver connected to the antenna using $E = V + F_a$, where E is in dB(μV/m), V is in dB(μV) and F_a is in dB(m⁻¹). The effect of any influence factor within the calibration environment that perturbs F_a is treated as a source of uncertainty; for other details see 7.3 of CISPR 16-2-3:2010 [2].

Measurements of radiated disturbance from an EUT are made at a fixed distance, e.g. 3 m. Where the distance from the EUT to the demarcated geometrical centre of an LPDA antenna is used, there will be an error in the electric field strength at frequencies not corresponding to that at the centre of the LPDA antenna. The electric field strength can be corrected for the difference between the actual phase centre position and the geometrical centre position as described in A.6.2 and CISPR 16-2-3 [2], or alternatively this correction can be built into the antenna factor.

Use of a horizontally-polarized dipole, biconical or hybrid antenna for EUT radiated disturbance measurements above a metallic ground plane introduces uncertainty caused by mutual coupling with the image of the antenna in the ground plane. This changes the impedance of the radiating elements seen by the balanced terminals of the balun, and changes F_a into a height dependent AF, $F_a(h,p)$. To quantify the uncertainties contributed by the difference of $F_a(h,p)$ from F_a , it is acceptable for this difference to be obtained from generic measurements, or simulations of each model of antenna. An antenna manufacturer may be able to provide $F_a(h,p)$ over the height range 1 m to 4 m.

4.3 Calibration methods for 30 MHz and above

4.3.1 General

This subclause provides basic considerations for the antenna calibration methods defined in this standard. Free-space AF, F_a , and height-dependent AF, $F_a(h,p)$, can be measured using either the three antenna method (TAM) or the standard antenna method (SAM). F_a can also be measured using the standard site method (SSM), including a correction.

By the reciprocity theorem, it is not necessary to specify which antenna shall transmit or receive. The measurement of any AUC requires a second antenna, which shall be referred to as its “paired” antenna (see 3.1.1.12), leaving the calibration laboratory to decide which is most convenient to connect to the signal source or the receiver. An exception is that antennas with preamplifiers shall only be connected to the receiver. All calibration methods are based on the SIL measurement procedure described in 7.2.

4.3.2 Antenna minimum separation distances

For calibrations using the TAM, the separation of the antenna pair shall be precisely known so that it can be used in the equation for the calculation of F_a . During the calibration of dipole and LPDA antennas, a fixed separation of 2λ at the lowest frequency of interest shall be maintained between the phase centres of the antenna pair. For the calibration of biconical and hybrid antennas, a fixed separation of 10 m can be maintained because the longest dipole elements behave as short dipoles below 60 MHz. See C.5 for other details.

NOTE Although 10 m is only one wavelength (λ) at 30 MHz, the length of a biconical antenna is only $0,14\lambda$, and there is negligible mutual coupling between the antennas. The additional uncertainty of the AF due to calibration using a distance of 10 m instead of 20 m is 0,1 dB at 30 MHz, and reducing with frequency to 0,03 dB at 60 MHz.

4.3.3 General considerations for the TAM

The TAM is a method of antenna calibration for which no prior knowledge of the AF of any of the three antennas is needed. The TAM involves the use of three antennas of similar type (“paired antennas,” see 3.1.1.12) that cover a common frequency range. Three unique antenna pairs can be formed from the three antennas, and the SIL of each pair is measured. The TAM is described further in 7.4.1.1, 7.4.1.2, 8.2, 9.2.4, 9.4.2, B.4.3, and B.5.3.

4.3.4 General considerations for the SSM

The SSM is effectively the TAM when performed over a ground plane, as described in 7.4.2 and 8.4. The reflected signal at the ground plane surface undergoes a phase change of 180° for horizontal polarization; the antenna heights (and/or separation distance) are adjusted so that the direct and reflected signals combine to give a signal maximum.

Horizontal polarization is preferred because the uniform H-plane pattern (over the relevant angular range) simplifies the calculation of AF and because reflections from antenna masts and cables are minimized. To ensure that the measured AF is close in value to F_a as measured using the other methods of this document, one antenna is at a fixed height of 2 m and located in the far field of the paired antenna that is scanned in height to avoid a null in the received signal (see the null criterion in 3.1.1.19). The separation distance used for the SSM in reference [13] is 10 m. However to be in the far-field, tuned dipoles at 30 MHz should preferably use 20 m separation; see Table B.7 (see B.5.2) including above 30 MHz. If 10 m is used, the uncertainty shall be accounted for. The agreement with F_a can be improved by adding a correction factor, for example as shown by Equation (59) (see 8.4.3).

4.3.5 General considerations for the SAM

A set of standard antennas (STAs), having antenna factors accurately determined, is required for the SAM. The STA can be an antenna that has been calibrated either using the TAM or using substitution with a calculable antenna. For the calibration of a single antenna, the SAM involves just two measurements of SIL, whereas the TAM needs three measurements of SIL.

NOTE In some literature the SAM has been referred to as the reference antenna method, which employs a reference antenna whose geometry, structure and AF are rigorously specified by standards such as ANSI C63.5 [13] or CISPR 16-1-5. Apart from this, the reference antenna method is synonymous with the SAM.

The SAM is more tolerant of field non-uniformities caused by the site than the TAM, which implies that the quality of the site can be relaxed over that required for the TAM (see A.1 and A.9.4 for other details). This consideration assumes that the STA and AUC are of the same type (e.g. the classical biconical antenna design; see 3.1.1.2), from which it follows that they will have similar mechanical dimensions and therefore similar radiation patterns. Ideally, the STA used is the same model of antenna as the AUC, but it may not be practicable for a calibration laboratory to have numerous STAs. See 8.3.3 for guidance on determining similarity of antennas in SAM calibrations. A calculable dipole antenna as the STA is ideally suited for calibrating dipole antennas. Providing the field incident on the antennas is uniform, as described in 4.9 of CISPR 16-1-5:2014, a calculable dipole can be used to calibrate a biconical antenna; e.g. see 9.3 and A.9.4.

4.4 Measurement uncertainties for antenna calibration measurement results

Measurement uncertainties shall be estimated for each antenna calibration results set, using methods consistent with ISO/IEC Guide 98-3:2008. Measurement uncertainty is a function of the properties of the calibration measurement set-ups, the instrumentation and the general characteristics of the AUC. See also A.9.2 about typical measurement uncertainty ranges. Each calibration laboratory shall quantify its own measurement uncertainties.

Example measurement uncertainty budgets are given for each method of calibration contained in this standard (i.e. see Clause 8 and Annex B). In the column headings, "Value" is the best estimated value of X_i , "Probability distribution" is the probability distribution function, "Sensitivity" is the sensitivity coefficient c_i , and u_i is the uncertainty contribution $u_i(y)$. Numerical values are included for illustration purposes only. The symbol u_i signifies the "standard uncertainty" applying to each term in the budget. These examples should help laboratories prepare measurement uncertainty budgets specific to their needs, facilities, and instrumentation. The examples include all of those influence quantities that are common to all antenna calibration sites, but some calibration laboratories and sites may have additional influence quantities that are not listed. In this case, the additional influence quantities shall be added to the model and accordingly to the measurement uncertainty budget. See also Annex C for information about certain antenna characteristics useful for uncertainty analysis.

NOTE The "law of propagation of uncertainty" is approximate when an input quantity, here site imperfection, is dominant and has a distribution that is non-linear. It is far from easy to say what error will be committed. ISO/IEC Guide 98-3:2008/SUP (GUM) [7], which uses a Monte Carlo method for the propagation of (probability) distributions, is applied in any cases of doubt.

Uncertainty budgets can often overestimate the expanded uncertainty, because they comprise many estimated component uncertainties. A way to test the correctness of a budget is to

compare the AF measured by at least two independent methods. This could alternatively be achieved by an international intercomparison. The smaller the difference in results from the different methods, the greater the confidence in the outcome. If the difference in the AFs of method A and method B is no larger than the individual “combined standard uncertainty” for the results of method A or method B, this points to the possibility that some of the larger components in the budgets have been overestimated and are worthy of further investigation.

4.5 Summary of methods of measurement to obtain AF

Many different antenna types are available for use in radiated disturbance measurements. These antennas can be calibrated with either the TAM or the SAM that require SIL measurements, or with the SSM that requires SA measurements. The antenna calibration methods for frequencies above 30 MHz are summarized in Table 1, with a corresponding subclause number for details of the method. The detailed measurement procedures specific to each calibration method are specified in Clause 8 and Annex B, where the equations for obtaining AF as specific to each calibration method are also provided.

Table 1 is a lookup table by antenna type and frequency range, and shows also the type of site, either with a ground plane or with absorber, the antenna heights and separation distance, and the polarization used. See also A.1 for other background concerning the multiple methods described in this standard.

Additionally, methods for measuring the height-dependent antenna factor, $F_a(h,p)$, are described in B.4 (see also 4.2), applicable for horizontally-polarized tuned dipole and biconical antennas, and the broadband dipole (e.g. biconical) portion of hybrid antennas.

The information in Table 1 is presented instead by subclause number in Table 2, the purpose of which is to aid the choice of method by highlighting one method for each class of antenna. Table 2 is intended to be like a flowchart in which the suggested method is straightforward and time efficient; however if the calibration laboratory does not have the facility for the suggested method, an alternative method is available. For example, if the laboratory does not have a FAR, horn antennas can equally be calibrated using the outdoor method of 9.4.2. The column headed “Method not requiring an STA” includes methods with the lowest uncertainties that are not dependent on possessing an STA, and that use horizontal polarization. Such methods may be more time consuming than some other methods.

Table 1 – Summary of calibration methods above 30 MHz for F_a

Calibration site	Antenna under calibration	Calibration method	Frequency range MHz	Antenna set-up ^a	Pol. ^b	Subclause
CALTS or SAC, utilizing the ground plane	Tuned dipole	TAM	30 to 1 000	$d = 10 \text{ m}$, ^c h_1, h_2 depend on f	HP	B.5.3
		SAM	30 to 1 000	$d = 10 \text{ m}$, h_1, h_2 depend on f	HP	B.5.2
		SAM with averaging	30 to 300	$d = 10 \text{ m}$, h_1, h_2 depend on f	HP	B.4.2
		SSM	30 to 1 000	$d = 10 \text{ m}$, $h_2 = 2 \text{ m}$, $h_1 = 1 \text{ m}$ to 4 m (scan)	HP	8.4
	Biconical, (also biconical part of hybrid by 9.3)	SSM	30 to 300	$d = 10 \text{ m}$, $h_1 = 2 \text{ m}$, $h_2 = 1 \text{ m}$ to 4 m (scan)	HP	8.4
		SAM	30 to 300	$d = 15 \text{ m}$, $h_1 = 1,75 \text{ m}$, $h_2 = 0 \text{ m}$ ^d	VP	9.3
		SAM or TAM with averaging	30 to 300	$d = 10 \text{ m}$, h_1, h_2 depend on f	HP	B.4.2 SAM B.4.3 TAM
	LPDA	SSM	200 to 1 000	$d = 10 \text{ m}$, $h_2 = 2 \text{ m}$, $h_1 = 1 \text{ m}$ to 4 m (scan)	HP	8.4
	Hybrid ^e	SSM	30 to 1 000	$d = 10 \text{ m}$, $h_2 = 2 \text{ m}$, $h_1 = 1 \text{ m}$ to 4 m (scan)	HP	8.4
	Free-space environment FAR or minimizing ground reflections by height or absorber h_1, h_2, h_3 apply above ground	Tuned dipole	SAM	60 to 1 000	$d_{\min}$ dependent on frequency, use FAR	HP VP
Biconical, (also biconical part of hybrid)		SAM	30 to 300	$d = 4 \text{ m}$ minimum	HP VP	9.2.2 B.4.2 with averaging
LPDA (LPDA part of hybrid)		TAM SAM	200 to 18 000; $\geq 1 000$ for horn	$d = 2,5 \text{ m}$, $h_1 = h_2 = h_3 \sim 4 \text{ m}$ ^f	VP	9.4.2 9.4.3
Horn LPDA (LPDA part of hybrid) using absorber		TAM SAM	200 to 18 000	$d = 2,5 \text{ m}$, $h_1 = h_2 \sim 2,5 \text{ m}$ ^f	VP HP	9.4.4
Horn LPDA		TAM	1 000 to 18 000	$d = 1 \text{ m}$ or 3 m , use FAR	VP HP	9.5.1.3
		SAM	1 000 to 18 000	$d = 1 \text{ m}$ or 3 m , use FAR	VP HP	9.5.2

NOTE 1 The AUC is at height h_1 .

NOTE 2 See A.4.2 regarding the optimum crossover frequency between biconical and LPDA antennas.

NOTE 3 If a set of standard antennas is available, the SAM may be preferable to SSM or TAM.

NOTE 4 In a FAR, the result is expected to be the same whether antennas are oriented HP or VP; see also A.2.5.

a	d is the separation distance between the transmit and receive antennas. h_1 is the height of an AUC. h_2 and h_3 are the heights of other AUCs or paired antennas. For SSM normally the AUC shall be the height scanned antenna; by request of a calibration laboratory's client the AUC can be the fixed height antenna [i.e. see A.5 a)].
b	Pol. is polarization. HP = All antennas positioned for horizontal polarization. VP = All antennas positioned for vertical polarization.
c	Below 60 MHz $d = 20$ m will be used to ensure a separation of at least 2λ to avoid an additional uncertainty of approximately 0,25 dB for one wavelength separation; see Table B.7 (see B.5.2).
d	An antenna height of $h_2 = 0$ m signifies that the antenna is a monocone with its feed at ground plane level.
e	A hybrid antenna can also be calibrated by a combination of the methods for biconical and LPDA antennas.
f	The height depends on meeting the site acceptance criterion and may be increased when lower uncertainties for F_a are required.

Table 2 – Calibration methods above 30 MHz by subclause number

Antenna type, frequency, MHz	Suggested method	Alternative method, frequency, MHz	Method not requiring an STA
Biconical, 30 to 300 Biconical part of hybrid, 30 to 240	8.4 SSM CALTS	9.3 VP CALTS 9.1 SAM FAR B.4.2 HP SAM height-averaging	B.4.3 HP TAM height-averaging
LPDA, 200 to 3 000 ^a LPDA part of hybrid, 140 to 3 000 ^a Horn, $\geq 1 000$	9.4.2 TAM high above ground	9.4.3 SAM high above ground 9.4.4 TAM or SAM in FAR or with absorber on ground 8.4 SSM CALTS, 140 to 1 000 9.5.1.3 TAM in FAR, 1 000 to 18 000	9.4.2
Horn, 1 000 to 18 000 LPDA, 1 000 to 18 000	9.5.1.3 TAM in FAR	9.5.2 SAM in FAR 9.4.2 TAM high above ground	9.5.1.3
Tuned dipole	B.5.2 SAM at "free-space" height using calculable dipole	B.4.2 HP SAM height-averaging 8.4 SSM CALTS, 30 to 1 000	B.5.3 TAM at "free-space" height
^a The upper frequency depends on the manufacturer's specification.			

5 Calibration methods for the frequency range 9 kHz to 30 MHz

5.1 Calibration of monopole antennas

5.1.1 General

Monopole antennas, sometimes called rod antennas, are used typically in the frequency range 9 kHz to 30 MHz. The recommended calibration frequency increments are given in Table 3. Because of the long wavelengths associated with frequencies below 30 MHz, methods in this standard used to calibrate or characterize antennas at higher frequencies are not applicable to monopole antennas. A standard uncertainty of less than 1 dB can be achieved using the plane wave method and the Equivalent Capacitance Substitution Method (ECSM) described in the following subclauses and in Annex G.

Table 3 – Frequency increments for monopole antenna calibration

Frequency range	Increments
9 kHz to 10 kHz	1 kHz
10 kHz to 150 kHz	10 kHz
150 kHz to 200 kHz	50 kHz
200 kHz to 1 MHz	100 kHz
1 MHz to 30 MHz	1 MHz

In the plane wave method, the entire antenna is illuminated by a plane wave on a large ground plane; a method is described in G.1. In most cases the matching unit is above the ground plane; RF currents flow in the housing, and the taller the housing the larger the effect this has on the AF.

NOTE 1 “Matching unit” is used as a generic term for the metal housing containing the connection between the monopole radiating element (i.e. metal rod) and the input of a measuring receiver. The housing can contain a matching circuit and amplifier. Good electrical contact of the metal base of the housing with the ground plane is a condition for an effective and reproducible performance of a monopole antenna. Models of monopole antenna with rubber feet usually also have a metal foot (spacer) of slightly greater height to ensure electrical contact with the ground plane. For units without such a metal foot, a short metal braid strip of width at least 15 mm is used in electrical contact with the ground plane and the bottom of one vertical side of the matching unit, using screws if necessary to ensure good RF contact.

In contrast to the plane wave method, in the ECSM the rod is substituted by a capacitor equal to the self-capacitance of the monopole. The principle of this method is briefly explained in Annex G. Each model of monopole antenna requires the design of a dummy antenna (i.e. see 5.1.2.4). It is essential to verify the dummy antenna at the design stage by comparing the AFs measured by the ECSM with those measured using a plane wave method. In this way the design can be improved, and potential uncertainty contributions of up to 4 dB, for example, can be reduced [36]. The F_{ac} obtained by the ECSM can be confirmed by the F_a obtained by the plane wave method.

NOTE 2 A further method that can be used to verify the ECSM is to compare the field strength measured with an ECSM-calibrated monopole antenna on a large ground plane in the far field of a strong AM transmitter with that of a precisely calibrated loop antenna. However, this method can verify AFs only at spot frequencies. For each spot frequency it is verified that the monopole and loop antennas receive the dominant direct wave from one direction, with any other signals being weaker by greater than 30 dB.

NOTE 3 The ECSM can work well for antennas whose total length from the base of the matching unit to the top of the rod is shorter than $\lambda/8$ (i.e. see G.2.1).

NOTE 4 A monopole antenna is sometimes mounted on a counterpoise (e.g. a vestigial ground plane of dimensions 0,6 m by 0,6 m) on a tripod, and the AF can be several dB lower than the AF measured with the matching unit on the ground plane or by the ECSM (i.e. see G.2.2). Monopole antennas on tripods used outdoors can be accurately calibrated by the plane wave method. Other configurations are with the vestigial ground plane connected to a conducting bench earthed to a wall in a shielded room, or with the antenna on the bench that would require more elaborate calibration methods; calibration methods are not given for such other configurations, but to improve the reproducibility of the results, the manufacturer's instructions or recommendations regarding the use of a counterpoise or ground plane are followed, including bonding (i.e. earthing) the antenna matching unit to the ground plane.

5.1.2 Calibration by the ECSM

5.1.2.1 General

The output from the matching unit is measured using the test configuration shown in Figure 1 or Figure 2. The antenna factor F_{ac} in $\text{dB}(\text{m}^{-1})$ (see 3.1.2.3) is given by Equation (2).

$$F_{ac} = V_D - V_L - L_h \quad (2)$$

where

V_D is the measured output of the signal generator, in $\text{dB}(\mu\text{V})$;

V_L is the measured output of the matching unit, in dB(μV);
 L_h is the height correction factor (for the effective height), in dB(m).

For the monopole antenna with a 1 m long rod that is commonly used in EMC measurements, the effective height h_e is 0,5 m, the height correction factor L_h is –6 dB(m) and the self-capacitance C_a is 12 pF, which assumes a rod radius of 3,6 mm [40].

NOTE Formulas for the effective height, height correction factor, and self-capacitance of monopole antennas with different lengths and radii are shown in 5.1.2.2. For example, one commercial antenna with a rod of relatively large diameter has $C_a = 16$ pF.

Either of two set-ups and procedures can be used, i.e. 5.1.2.3.2 using a network analyzer, or 5.1.2.3.3 using a measuring receiver and signal generator. The same dummy antenna is used in both procedures. See 5.1.2.4 for guidance in making a dummy antenna. Measurements shall be made at a sufficient number of frequencies (i.e. see Table 3) to obtain a smooth curve of antenna factor versus frequency over the operating range of the antenna; or 9 kHz to 30 MHz, whichever is smaller.

5.1.2.2 Monopole antenna parameter equations

The following equations are used to determine the effective height, self-capacitance and height correction factor of monopole antennas.²⁾ The equations are valid only for cylindrical rods shorter than $\lambda/8$ [56]. To calculate the correct value of self-capacitance to use for ECSM, the frequency dependent ratio in Equation (4) may be ignored since it is close to unity when the $\lambda/8$ condition is met.

$$h_e = \frac{\lambda}{2\pi} \tan \frac{\pi h}{\lambda} \quad (3)$$

$$C_a = \frac{55,6 h}{\ln(h/a) - 1} \frac{\tan(2\pi h/\lambda)}{2\pi h/\lambda} \quad (4)$$

$$L_h = 20 \lg(h_e) \quad (5)$$

where

h_e is the effective height of the rod, in m;
 h is the actual height (i.e. length) of the rod, in m;
 λ is the wavelength, in m;
 C_a is the self-capacitance of the rod, in pF;
 a is the radius of the rod, in m;
 L_h is the height correction factor, in dB(m).

A graphical presentation of Equation (4) for various rod diameters is given in Figure G.3 (see G.2.1), and for Equation (5) with two antenna lengths is given in Figure G.4. The ECSM does not take into account the effect on F_{ac} of the contribution by the matching unit; an empirical correction is to add half the height of the housing to the monopole length when calculating the height correction factor, as shown in Equation (6). A typical reduction in F_{ac} is 0,8 dB. In the calibration of a monopole antenna to be used according to CISPR 25 [4], in which the matching unit is placed beneath the ground plane, Equation (5) applies.

²⁾ Equation (4) is the same as shown in CISPR 16-1-4:2010-12 Corrigendum 1, which supersedes Equation (B.2) of CISPR 16-1-4:2010-04. Future maintenance will remove Annex B of CISPR 16-1-4:2010-04 and replace it with appropriate cross-reference to this 5.1.2 of CISPR 16-1-6.

$$L_h = 20 \lg \left(h_e + \frac{h_b}{2} \right) \quad (6)$$

where h_b is the height of the matching unit, in m.

Other details concerning Equation (3) are available in [28], [32], and [59], and for Equation (4) in [29], [39], [58], [59], and [68].

NOTE References [13] and [36] refer to an expression for C_a different from Equation (4), having the term $[\ln(h/a)-1]$ in the denominator replaced by $[\ln(2h/a)-1]$. However, theoretical and experimental analysis [40] show that Equation (4) is more appropriate.

5.1.2.3 Calibration procedures

5.1.2.3.1 General instructions

Two alternative calibration procedures are described: use of a network analyzer in 5.1.2.3.2 and use of a signal generator and receiver in 5.1.2.3.3.

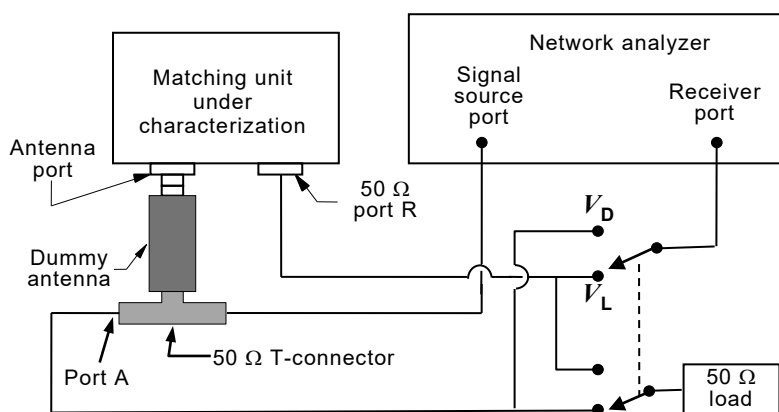
The 50 Ω termination used in the calibration is recommended to have a return loss greater than 32 dB (i.e. VSWR < 1,05:1) because this is realistically achievable and achieves a small uncertainty contribution. The measuring receiver shall be calibrated and have a return loss greater than 20,9 dB (VSWR < 1,2:1). The output of the signal generator shall be stable in frequency and amplitude.

The dummy antenna specified in 5.1.2.4 is connected as close as possible to the antenna port on the matching unit, and the T-connector is connected as close as possible to the dummy antenna. The outer conductor of the T-connector shall be electrically connected to the matching unit, if necessary by a short flat wire braid. The matching unit shall be earthed via the outer conductor of the coaxial cable to the measuring receiver. If the return losses of the receiver and signal generator are high, additional pads may not be needed at the receiver input port and the generator output port.

5.1.2.3.2 Network analyzer procedure

The procedure is as follows:

- a) Calibrate the network analyzer with the cables to be used in the measurements.
- b) Set up the matching unit to be characterized and the measuring equipment as shown in Figure 1. The dummy antenna is connected as close to the antenna port as possible and the T-connector is connected as close to the dummy antenna as possible. The same length and type of cables are used between the T-connector port A and the port V_D , and between the 50 Ω port R and the port V_L . Voltage measurements shall be made at the port V_D and the port V_L .
- c) Subtract the signal level, V_L , in dB(μ V), from the signal level, V_D , in dB(μ V), and subtract L_h (–6 dB for the 1 m rod) to obtain F_{ac} in dB(m^{-1}), as shown in Equation (2).



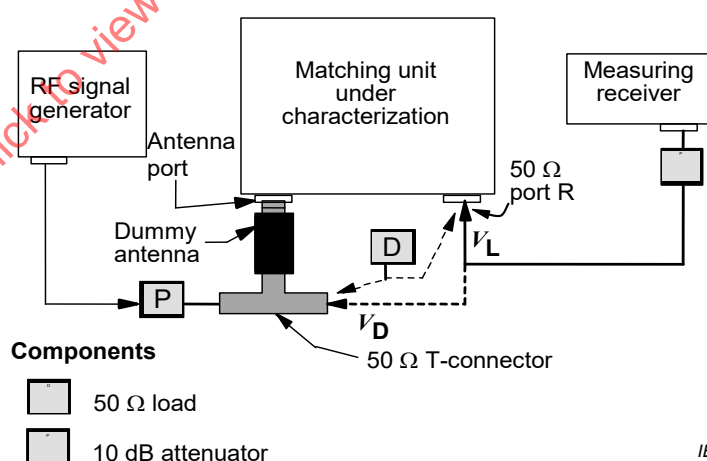
IEC

Figure 1 – Set-up for AF determination using a network analyzer

5.1.2.3.3 Measuring receiver and signal generator procedure

The procedure is as follows:

- Set up the matching unit to be characterized and the measuring equipment as shown in Figure 2.
- With the equipment connected as shown and a 50 Ω termination on the T-connector, measure the received signal voltage V_L , in dB(μV), at the 50 Ω port R.
- Leaving the RF output of the signal generator unchanged, transfer the 50 Ω termination to the 50 Ω port R and transfer the receiver input cable to the T-connector. Measure the drive signal voltage V_D in dB(μV).
- Subtract V_L from V_D and subtract L_h (e.g. –6 dB for the 1 m rod) to obtain F_{ac} in dB(m⁻¹), as shown in Equation (2).



IEC

Figure 2 – Set-up for AF determination using a measuring receiver and signal generator

5.1.2.4 Dummy antenna considerations

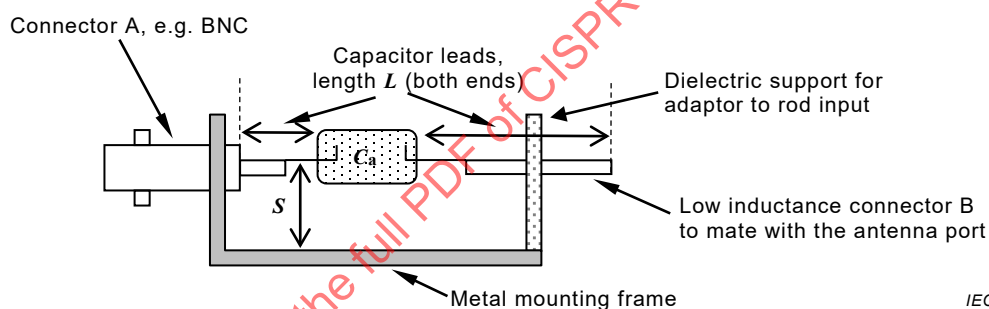
The key consideration of the dummy antenna design is to reduce any deviation in the RF impedance of the dummy antenna such that the calculated capacitor value is equivalent to the

actual rod when on an infinite ground plane. The key component of the dummy antenna is the capacitor, which shall be mounted such that the risk is minimized of any unintended added impedance between the capacitor and the matching unit.

If the mounting frame shown in Figure 3 is metallic, the side that supports connector B shall be dielectric; furthermore the mounting frame shall be electrically connected to the metal matching unit by a metal braid at least 15 mm wide to ensure a low inductance; see NOTE 1 of 5.1.1.1.

If the entire mounting frame is dielectric, the outer conductor of connector A shall be similarly connected to the matching unit by a braid. Ensure that connector B is at least 10 mm from any metallic part of the mounting frame. The capacitor leads shall be kept as short as possible to reduce additional inductance, but no longer than 8 mm, and spaced at least 10 mm from the surface of the metal mount. Also, the connecting wires should be sufficiently far from the adaptor shell, or ground plane of the monopole, to avoid capacitive coupling that distorts the calculated impedance value of the adaptor. Connector B may be in the form of a threaded brass bolt which can be screwed into the antenna port of the matching unit, shown in Figure 1 and Figure 2, where the rod would normally be attached. Any matching network incorporated into the dummy antenna shall be evaluated for losses associated with resistive voltage dividers, and these shall be accounted for in the calculation of F_{ac} .

NOTE An alternative dummy antenna is described in G.2.6 that uses a resistor circuit to simulate the monopole length such that $F_{ac} = V_D - V_L$, rather than as in Equation (2); see G.2.6. If the antenna uses a telescoping rod, the rod is extended to the length requested by the calibration laboratory's client, or as specified in the manufacturer's instructions.



Key

- C_a antenna capacitance calculated from Equation (4), 5 % tolerance; a silver mica capacitor is recommended;
- S lead spacing, 5 mm to 10 mm (10 mm from all surfaces if enclosed in a box);
- L lead length, as short as possible; total lead length not greater than 40mm, including both capacitor leads and the length of connector B.

Figure 3 – Example of mounting a capacitor in the dummy antenna

5.1.2.5 Uncertainty evaluation for ECSM calibration

This uncertainty evaluation applies to the ECSM calibration from 9 kHz to 30 MHz of monopole antennas with rods of length less than 1,1 m. See Annex G and [65] for a detailed analysis. The ECSM antenna factor applies to the case where the top of the matching unit is beneath, and in electrical contact with, a large ground plane, with only the rod projecting above the ground plane. However, in typical usage of monopole antennas, the base of the matching unit sits on, and is in electrical contact with the ground plane, in which case the AF of the whole antenna assembly will be lower than that calculated by Equation (2).

NOTE 1 The AF is dependent on the dimensions of the matching unit, particularly the height, and can be approximated by using an effective height calculated for the length of the rod increased by half the height of the matching unit. For a 1,0 m monopole antenna with a housing height of 0,1 m, the decrease in AF is approximately 0,8 dB.

NOTE 2 A sudden change in behavior is common at the extreme ends of a specified frequency range for broadband devices, and extending the range at each end beyond 9 kHz to 30 MHz, e.g. 100 Hz to 35 MHz, will give useful information about the uncertainty and reproducibility of F_a at the ends of the specified range.

Equation (2) implies that the antenna factor given by the ECSM is strongly affected by various parameters influencing the two voltage measurements for V_D and V_L , as well as by the deviation of the correction factor L_h from its expected value. A first-order Taylor expansion of Equation (2) about the expected values of the parameters yields:

$$F_{ac} = (V_D + \delta V_{D \text{ meas}} + \delta V_{D \text{ mismatch}}) - (V_L + \delta V_{L \text{ meas}} + \delta V_{L \text{ mismatch}} + \delta V_{L \text{ Ca}} + \delta V_{L \text{ amp}}) - (L_h + \delta L_{Lh}) \quad (7)$$

where

$$\delta V_{D,L \text{ meas}} = \delta V_{D,L \text{ linear}} + \delta V_{D,L \text{ res}} \quad (8)$$

and $\delta V_{D \text{ meas}}$ and $\delta V_{L \text{ meas}}$ represent the effects of the characteristics of the measuring receiver on measured V_D and V_L , respectively. The important characteristics are linearity and resolution, and their respective effects are denoted by $\delta V_{D,L \text{ linear}}$ and $\delta V_{D,L \text{ res}}$. The terms $\delta V_{D \text{ mismatch}}$ and $\delta V_{L \text{ mismatch}}$ are the changes in V_D and V_L , respectively, caused by mismatch in cable connection, as briefly explained in 6.2.2. The terms $\delta V_{L \text{ Ca}}$ and $\delta V_{L \text{ amp}}$ are the results of small changes in the antenna capacitance C_a and the gain of the matching unit amplifier, if present, respectively. The term δL_{Lh} is the effect on the height correction factor L_h , which is caused by deviation of the effective height of the antenna from its expected value.

When a VNA is employed, as in Figure 1, the value of $\Delta V = V_D - V_L$ in dB is directly measured by a single measurement, in which case Equation (7) can be simplified as

$$F_{ac} = (\Delta V + \delta V_{\Delta \text{ meas}} + \delta V_{D \text{ mismatch}} - \delta V_{L \text{ mismatch}} - \delta V_{L \text{ Ca}} - \delta V_{L \text{ amp}}) - (L_h + \delta L_{Lh}) \quad (9)$$

where

$$\delta V_{\Delta \text{ meas}} = \delta V_{\Delta \text{ noise}} + \delta V_{\Delta \text{ linear}} + \delta V_{\Delta \text{ res}} \quad (10)$$

In Equation (10), $\delta V_{\Delta \text{ meas}}$ represents the effect of the characteristics of the VNA on the measured ΔV . The uncertainty contributions attributed to the noise and the linearity might be combined and indicated as the uncertainty for $|S_{21}|$ measurements in a data sheet of the network analyzer.

In terms of Equation (9), uncertainty components and example values are shown in Table 4. All the components have a sensitivity coefficient of unity. It is assumed that only the rod projects above the ground plane. Usually, uncertainty attributed to the VNA resolution may be ignored compared with other components. The tolerance on the value of C_a can be that supplied by the manufacturer, or for frequencies below 1 MHz, C_a can be measured from the gradient of $|S_{11}|$ with frequency.

Although it is possible to analyze the uncertainty above 10 MHz as a separate component, it is much more practical to give one uncertainty for the whole range. For 1 m monopoles, the increase in uncertainty above 10 MHz is not large, but for other designs the difference could be very significant. In these cases, the user should evaluate the uncertainties as most appropriate.

Table 4 – Example measurement uncertainty budget for F_{ac} of a monopole antenna calibrated by the ECSM using Equation (9)

Source of uncertainty or quantity X_i	Value dB	Probability distribution	Divisor	Sensitivity	u_i dB	Note ^a
VNA characteristics affecting $ S_{21} $ measurements	0,07	Normal	2	1	0,04	N1)
Mismatch in V_D measurement	0,27	U-shaped	$\sqrt{2}$	1	0,19	N2)
Mismatch in V_L measurement	0,27	U-shaped	$\sqrt{2}$	1	0,19	N2)
Accuracy of capacitance C_a : e.g. $\pm 1,3$ pF in 11 pF	1,09	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,62	N3)
Stability of amplifier gain	0,05	Normal	1	1	0,05	N4)
Accuracy of effective height, 4 %	0,34	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,20	N5)
ΔV measurement repeatability	0,02	Normal	1	1	0,02	N6)
Combined standard uncertainty, u_C					0,71	N7)
Expanded uncertainty, $U (k = 2)$ ^b					1,42	
^a Numbered notes are as given by the numbered items in E.2. ^b If the major uncertainty components in this table do not follow a normal distribution function, the expanded uncertainty should be evaluated using a computer simulation such as Monte-Carlo method. However, this table shows the combined standard uncertainty given by the RSS calculation, because some calibration laboratories may not routinely perform Monte-Carlo method simulations.						

5.2 Calibration of loop antennas

5.2.1 General

Loop antennas used for EMC radiated disturbance measurements over the frequency range 9 kHz to 30 MHz are typically up to 0,6 m in diameter. They are usually mounted on a small box containing matching and tuning networks, and some designs contain an amplifier. To measure the RF magnetic field strength using a loop antenna, its magnetic field antenna factor needs to be known.

~~Several techniques have been developed for calibrating loop antennas or measuring its magnetic field antenna factor; reference [18] gives a useful overview, [15] gives a simplified version of the standard field method in [32] and [16], and the three-antenna method is described in [35]. In this subclause and in Annex H, two methods are described that are straightforward to implement. The TEM cell method has the advantage of wide frequency coverage, but with a minimum uncertainty of antenna factor of approximately $\pm 0,5$ dB. The Helmholtz coil method [34] is accurate to 0,7 % (0,06 dB) up to 150 kHz, and better than $\pm 0,5$ dB up to 10 MHz, and is a valuable check for implementing the TEM cell method (see Annex H). Provided the TEM cell is used well below the onset of its first resonant frequency and the loop is well shielded, validation of the result up to 150 kHz using the Helmholtz coil method validates the calibration in the TEM cell to 30 MHz.~~

~~A well designed loop antenna is symmetric in the plane of the loop, and is shielded from picking up electric fields. The absence of, or poor, shielding can affect the reproducibility of antenna factor in the calibration of loop antennas.~~

Several techniques have been developed for calibrating loop antennas or measuring magnetic field antenna factors [74]. Reference [18] provides a useful overview. Reference [15] provides a simplified version of the standard field method (SFM) ([32] and [16]), and the TAM is described in [35]. This subclause and Annex H specify acceptable calibration methods for loop antennas.

The TAM and the TEM cell method yield a standard uncertainty of measured antenna factor of approximately $\pm 0,5$ dB, while application of the TEM cell method is restricted to the frequency range below the first resonant frequency of the TEM cell.

The current probe method (CPM) [15] is an improved SFM based on IEEE Std 291 [32]. In the original method, the current flowing in the transmit loop antenna was measured using an RF vacuum thermocouple built into the loop element; however, a thermocouple is typically small and fragile, and therefore is not suitable for use in routine calibration measurements.

The Helmholtz coil method [34], categorized as a SFM, is accurate to 0,7 % (0,06 dB) up to 150 kHz, and better than $\pm 0,5$ dB up to 10 MHz (see Annex H), but its applicable frequency range depends on the coil size.

A sufficient signal-to-{receiver noise} ratio of at least 34 dB is necessary to obtain low measurement uncertainties, if using a VNA as described in 6.2.4. In addition, it is important to attach attenuators to the transmit loop antenna and the receive loop antenna, to reduce mismatch uncertainties if using a signal generator and a receiver. When calibrating a loop antenna in free-space conditions, the distance between the transmit antenna or the receive antenna and any nearby reflecting objects, including any metallic ground plane, should be greater than 1,3 m; the clearance required also depends on the spacing between the antennas.

5.2.2 TEM (Crawford) cell method

5.2.2.1 Measurement procedure

TEM cells are fully shielded, and intended not to emit energy that may be hazardous to personnel or cause interference with nearby electronic equipment. The basic TEM cell is a section of two-conductor transmission line that is operating in the transverse electromagnetic (TEM) mode, hence the name [34].

In a TEM cell, the field strength at the centre point between the centre conductor (septum) and outer conductor can be calculated from:

$$E = \frac{V}{b} = \frac{\sqrt{P_{\text{net}} Z_0}}{b} \quad (11)$$

$$H = \frac{E}{377 \Omega} \quad (12)$$

where

E	is the electric field strength, in V/m;
H	is the magnetic field strength, in A/m;
V	is the voltage at the input or output port of the TEM cell, in V;
Z_0	is the real part of the characteristic impedance of the TEM cell, in Ω ;
P_{net}	is the net power at the input of the TEM cell, in W;
b	is the distance from the upper wall to the centre plate (septum), in m.

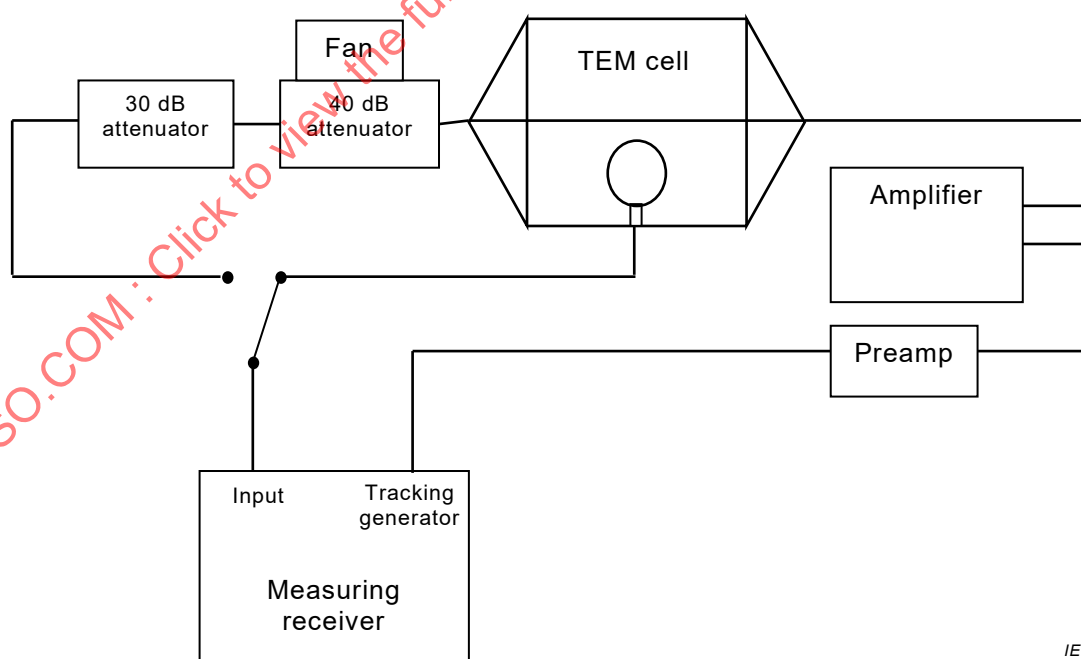
These field strength equations apply only at the centre point for a well-matched TEM cell, and significant variation will be seen closer to or farther from the septum. However the average field strength over the area of the loop is close to the value of the field strength at the centre. As the frequency is increased, above a certain frequency higher order modes will be generated. The calibration shall only be performed before the onset of the first cell resonance, which can be identified by a sharp change in the field detected by a probe placed inside the TEM cell. When the cell is loaded the resonant frequency can change, and it is advisable to use the cell well below the resonant frequency; sometimes this means well below the maximum frequency specified by the manufacturer.

NOTE The characteristic impedance of the system is assumed to be $50\ \Omega$, but the impedance of the TEM cell at the position of the loop, and loaded with the loop, can differ by about 2 %. The uncertainty related to Z_0 at the centre of the loaded cell can be reduced by measuring the impedance at this point and including that value in Equation (11). The impedance can be measured using a time domain reflectometer.

A typical set-up is shown in Figure 4. Blocks of polystyrene foam can be used to support the loop centrally between the plates; this serves the essential function of insulating the base of the loop from the TEM cell conductor surface. To get sufficient output signal from a passive loop, an amplifier is needed to create a sufficiently high field strength in the TEM cell. The field is calibrated by first switching the direct line, via attenuators, to the measuring receiver; then the loop output is switched to the measuring receiver. An amplifier is not needed for an active loop, whose set-up is shown in Figure 5. For a particular model of loop antenna whose amplifier module is included in a tripod support, the loop only is lowered through a hole in the upper plate (outer conductor) of the cell to enable the tripod to remain outside the cell. The metallic part that protrudes shall not touch the outer conductor of the cell. It is easier to access the connections to this loop from the top. For other models of loop antenna it may be possible to place the whole antenna inside the cell, on the bottom plate, as shown in Figure 4, or on the central plate. The routing of the cable in the top or side of the TEM cell has negligible effect provided a good quality screened cable is used.

Only loops that are shielded from the electrical component of a TEM wave can be calibrated using a TEM cell. If the loop is not shielded, and the two halves (semi-circle with diameter through input connector) of the loop are not exactly balanced, the loop will respond to the electric component of the electromagnetic field. The effectiveness of the shielding can be tested by rotating the loop 180° about its vertical diameter which causes a 180° phase change between the pickup of the electric and magnetic fields; any change in the output signal should be included in the measurement uncertainty budget. This is the “electric field rejection” component in Table 5.

As an example of utilizing most of the spacing between the plates of the TEM cell, loops up to approximately 0,63 m diameter can be calibrated in a TEM cell that has a plate separation (i.e. septum height) of 0,915 m.



IEC

Figure 4 – Block diagram of TEM cell set-up for passive loop antennas

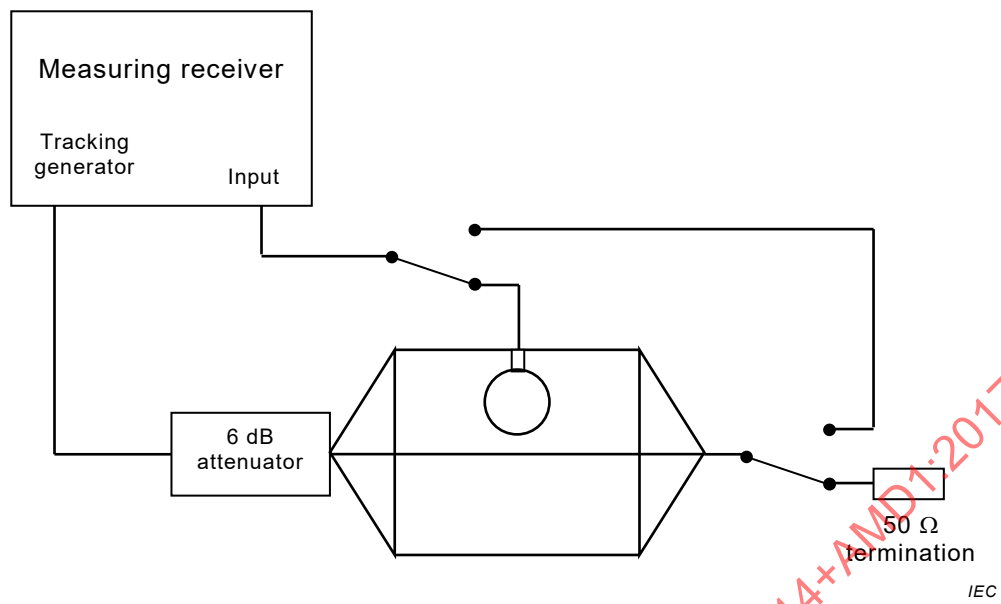


Figure 5 – Block diagram of TEM cell set-up for active loop antennas

5.2.2.2 Uncertainties

An example measurement uncertainty budget for magnetic field antenna factor at frequencies above 9 kHz is shown in Table 5. The measurement uncertainty of a loop under test depends mainly on the ratio of septum height and loop size. Measurement uncertainties of less than 1 dB are achievable for small loops in large cells, but can become worse for loops with size greater than two-thirds of the septum height.

Table 5 –Example measurement uncertainty budget for F_{aH} of a loop antenna measured in a TEM cell

Source of uncertainty or quantity X_i	Value dB	Probability distribution	Divisor	Sensitivity	u_i dB	Note
Cell line impedance	0,17	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,10	–
Field uniformity	0,25	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,14	–
Septum height	0,02	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,01	–
Receiver sensitivity ^a	0,1	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,06	–
Receiver linearity	0,30	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,17	–
Receiver resolution 0,1 dB	0,05	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,03	–
System stability	0,10	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,06	–
Electric field rejection	0,10	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,06	–
Cable loss	0,10	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,06	–
Load reflections	0,34	U-shaped	$\sqrt{2}$	1	0,24	–
Attenuators	0,14	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,08	–
Mismatch	0,18	U-shaped	$\sqrt{2}$	1	0,13	–
Loop positioning	0,10	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,06	–
Combined standard uncertainty, u_c					0,42	–
Expanded uncertainty, U ($k = 2$)					0,84	

^a For receiver sensitivity, refer to 6.2.4 and A.8.1. If the S/N ratio is above 17 dB (average detection) the influence is below 0,1 dB.

5.2.3 Three antenna method (TAM)

5.2.3.1 General

Antenna calibration using the TAM requires three antennas (numbered as 1, 2, and 3) to form three antenna pairs. Prior knowledge of the AF of any of the three antennas is not needed with the TAM (see also 4.3.3 about the TAM).

SIL for antenna calibration is usually measured with a calibrated network analyzer, to reduce mismatch errors that may occur between the signal output port and the transmit loop antenna, as well as between the signal receiving port and the receive loop antenna. Alternatively, a combination of signal/tracking-generator and measuring receiver can be used; in this case, padding attenuators are required to reduce standing waves on the cables.

Different from TAM calibrations above 30 MHz, which are based on the Friis transmission equation, the TAM method for loop antenna calibrations is based on a modified Neumann mutual inductance formula [75], which is approximately expressed by the so-called Greene's formula [70].

The separation distance between the transmit antenna and the receive antenna shall be small compared to the distance to the surroundings. Therefore, coupling between the antennas is

maximized, while coupling to the surroundings is minimized. A specific site validation criterion is not required, but the influences from the site on the magnetic field antenna factor results shall be estimated; see the discussion in 5.2.3.2.

5.2.3.2 Calibration procedure

For antenna pairs coaxially aligned as shown in Figure 21, the site insertion loss, $A_i(i,j)$, between antenna i and antenna j is measured in a free-space environment [35], and is described by Equation (61).

$$A_i(i,j) = F_{aH}(i) + F_{aH}(j) + 45,9 + 20\lg(f_{\text{MHz}}) - 20\lg[K(i,j)] \text{ in dB} \quad (61)$$

From data on the $A_i(i,j)$ for the three antenna pairs, the magnetic field antenna factors F_{aH} of each antenna can be determined using Equations (62).

$$\begin{aligned} F_{aH}(1) &= \frac{1}{2} [-45,9 - 20\lg f_{\text{MHz}} + A_i(1,2) + A_i(1,3) - A_i(2,3) + K(1,2) + K(1,3) - K(2,3)] \\ F_{aH}(2) &= \frac{1}{2} [-45,9 - 20\lg f_{\text{MHz}} + A_i(1,2) - A_i(1,3) + A_i(2,3) + K(1,2) - K(1,3) + K(2,3)] \text{ in dB(S/m)} \\ F_{aH}(3) &= \frac{1}{2} [-45,9 - 20\lg f_{\text{MHz}} - A_i(1,2) + A_i(1,3) + A_i(2,3) - K(1,2) + K(1,3) + K(2,3)] \end{aligned} \quad (62)$$

where

f_{MHz} is the frequency in MHz;

$A_i(i,j)$ is the SIL between antenna i and antenna j ; when it is measured using a network analyzer, the site insertion loss is given by Equation (63).

$$A_i(i,j) = -20\lg|S_{21}(i,j)| \text{ in dB}; \quad (63)$$

$K(i,j)$ is the function shown in Equation (64), based on a modified Neumann equation for antenna pair (i,j)

$$K(i,j) = 20\lg \left(\frac{1}{4\pi S_i S_j} \left| \oint_{C_j} \oint_{C_i} \frac{e^{-j\beta R}}{R} d\mathbf{s}_i \cdot d\mathbf{s}_j \right| \right) \text{ in dB(m}^{-3}\text{)} \quad (64)$$

and

S_i, S_j are the geometric areas ($r^2\pi$) in m^2 of antennas i and j , respectively;

C_i, C_j are the closed curves encircling the loop element of antennas i and j , respectively;

$d\mathbf{s}_i, d\mathbf{s}_j$ are infinitesimal segment vectors of the loop elements of antennas i and j , respectively;

R is the distance in m between the segments $d\mathbf{s}_i$ and $d\mathbf{s}_j$.

If the three loop antennas are true circles and a homogeneous current distribution along each loop is assumed, Equation (64) can be expressed approximately by the following form:

$$K(i, j) = 20 \lg \left(\frac{\sqrt{1 + \beta^2 R_0^2(i, j)}}{2\pi R_0^3(i, j)} \left[1 + \frac{15}{8} \left(\frac{r_i r_j}{R_0^2(i, j)} \right)^2 + \frac{315}{64} \left(\frac{r_i r_j}{R_0^2(i, j)} \right)^4 \right] \right) \text{ in dB(m}^{-3}\text{)} \quad (65)$$

Equation (65) is called Greene's formula [70], where

$$R_0(i, j) = \sqrt{d_{ij}^2 + r_i^2 + r_j^2} \text{ in m} \quad (66)$$

r_i, r_j are the radii in m of antennas i and j , respectively;

d_{ij} is the distance, in m, between the loop centres of antennas i and j ;

β is the wave number ($=2\pi/\lambda$) in m^{-1} .

Equation (65) is valid under the conditions that $\beta R_0(i, j) \leq 10$ and $r_i r_j / R_0^2(i, j) \leq 1/16$. Equation (64) and Equation (65) can be fulfilled if the current distribution on both loop antennas is uniform. To calibrate loop antennas accurately, the radius of the loop antenna driven as the transmit loop shall be within derived limits: for example, Table 15 shows suitable combinations for r_i , r_j , and d_{ij} , and indicates the error of Greene's formula at the highest frequency of 30 MHz. The frequency dependency of the error is shown in Figure 22. The loop centre distance between a pair of antennas d_{ij} , should be selected to fulfil the conditions, and shall be as small as possible to minimize influences from the surroundings. It should be noted that other uncertainty terms, such as the positioning uncertainty increase as the separation reduces.

An estimate for the influence of a ground plane with different loop separation distances d_{ij} ranging from 0,1 m to 1,0 m is given in Figure 23. Figure 23 is obtained by normalizing the SILs between two loop antennas with 60 cm diameter placed 1,3 m and 2,5 m above a ground plane to the SILs in free space. An OATS or a SAC can be used as the calibration test site, and the particular influence of the calibration test site shall be taken into consideration for the calibration measurement uncertainty estimation. The influence of the ground plane also depends on the position of the feed gaps of the two loop antennas.

Alternatively to Equations (62), Equations (67) can be used, which are based on a numerical simulation approach. The advantage of the numerical simulation approach is that the inhomogeneous current distribution is taken into account. The conditions required for the application of Greene's formula do not apply for the numerical simulation approach. It is not necessary to take into account the error given in Table 15.

$$\begin{aligned} F_{\text{aH}}(1) &= \frac{1}{2} [A_i(1,2) + A_i(1,3) - A_i(2,3) - A_N(1,2) - A_N(1,3) + A_N(2,3)] \\ F_{\text{aH}}(2) &= \frac{1}{2} [A_i(1,2) - A_i(1,3) + A_i(2,3) - A_N(1,2) + A_N(1,3) - A_N(2,3)] \text{ in dB(S/m)} \\ F_{\text{aH}}(3) &= \frac{1}{2} [-A_i(1,2) + A_i(1,3) + A_i(2,3) + A_N(1,2) - A_N(1,3) - A_N(2,3)] \end{aligned} \quad (67)$$

where

$A_i(i,j)$ is the SIL between antenna i and antenna j ; when it is measured using a network analyzer, the site insertion loss is given by Equation (63).

$A_N(i,j)$ is the normalized site insertion loss (NSIL) calculated by NEC. The same loop geometry shall be used for simulation and calibration. Further information about normalized site attenuation calculation is planned for inclusion in future editions of CISPR 16-1-4.³

Greene's formula does not apply if the antennas do not have circular shapes. For square shapes, it is feasible to modify Equation (65) by a correction factor for r_i or r_j where

$$r_i = 1,13(s_i/2) \text{ and } r_j = 1,13(s_j/2) \quad (68)$$

r_i, r_j are the radii, in m, of antennas i and j , respectively;

s_i, s_j are the side lengths, in m, of the square loops i and j , respectively.

To obtain $K(i,j)$ for square shapes accurately, or to obtain $K(i,j)$ for other loop antenna shapes, $K(i,j)$ should be calculated per Equation (64) using numerical integration.

The accuracy of Greene's formula is estimated by calculating the difference per Equation (69) of the magnetic field antenna factor found by the application of Greene's formula and the magnetic field antenna factor found by numerical simulation. The accuracy of the integral formula of Equation (64) is estimated by calculating the difference per Equation (71) of the magnetic field antenna factor found by the application of the integral formula and the magnetic field antenna factor found by numerical simulation. The results are shown in Figure 22, where a decreased accuracy at the upper frequency end can be observed.

$$\Delta F_{aH,G} = F_{aH,G} - F_{aH,num} \quad (69)$$

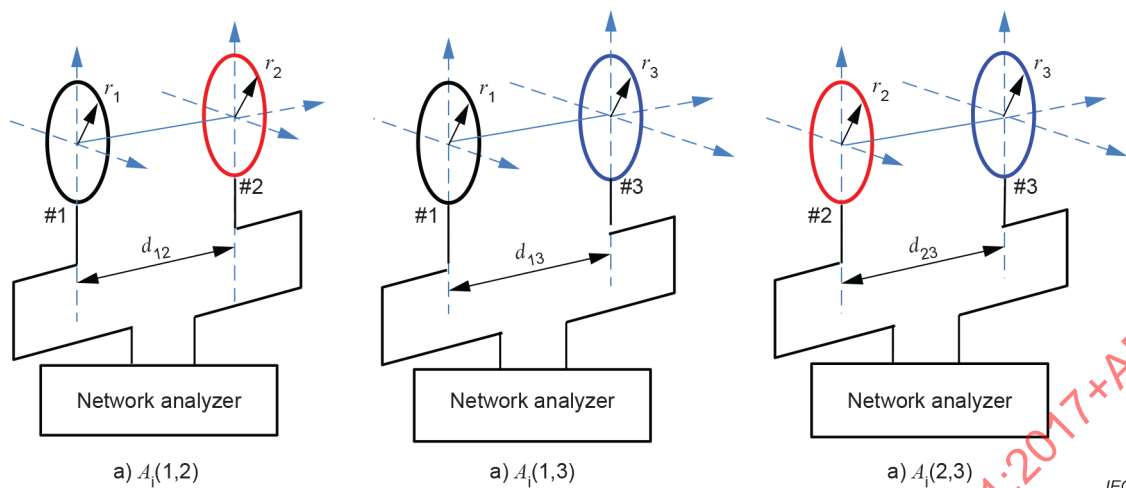
$$\Delta F_{aH,I} = F_{aH,I} - F_{aH,num} \quad (70)$$

$F_{aH,G}$ is the magnetic field antenna factor found by application of Greene's formula,

$F_{aH,I}$ is the magnetic field antenna factor found by application of the integral formula;

$F_{aH,num}$ is the magnetic field antenna factor found by numerical simulation.

3 As discussed in e.g. 10.6 of CIS/A/1240/RM, a project is ongoing for amending CISPR 16-1-4 to include site validation below 30 MHz; at the time of preparation of this FDIS the most recent documents for that project are CIS/A/1323/CDV and CIS/A/1288/CC.



NOTE The feed points may be placed at the top of the loop antennas.

Figure 21 – Loop antenna pair arrangements for the TAM

Table 15 – Examples for valid use of Equation (65)

Loop radius r_i [m]	Loop radius r_j [m]	Distance d_{ij} [m]	$\beta R_0(i,j)$	$r_i r_j / R_0^2(i,j)$	Error due to non-constant current distribution at 30 MHz [dB]
0,05	0,3	0,39	0,31	0,061 3	0,13
0,15	0,3	0,78	0,53	0,062 4	0,33
0,05	0,15	0,31	0,22	0,061 9	0,07
0,15	0,15	0,57	0,38	0,060 8	0,18
0,05 (NOTE 1)	0,05	0,2	0,13	0,055 6	0,05
0,3 (NOTE 2)	0,3	1,2	0,8	0,055 6	0,53

NOTE 1 If both loop radii are very small, the accuracy of Greene's formula is excellent and with an error of only 0,05 dB.

NOTE 2 If a transmit antenna and also a receive antenna with a large radius are used, the effect of the inhomogeneous current distribution can lead to a relatively large error of 0,53 dB.

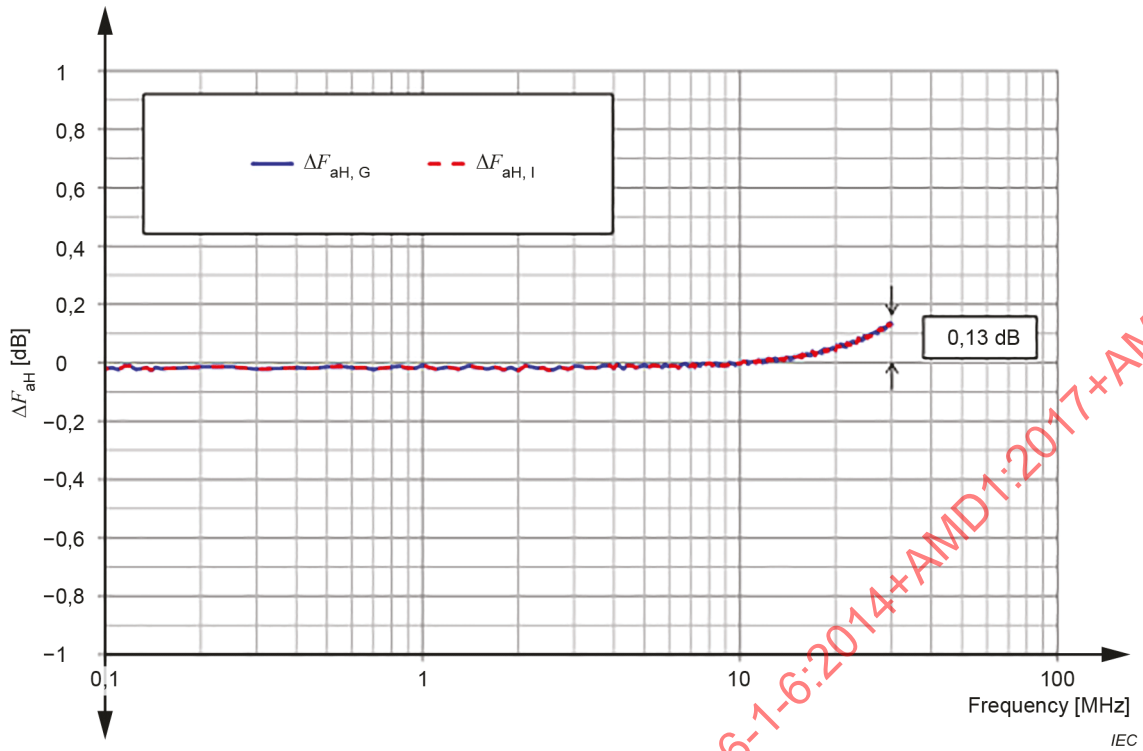
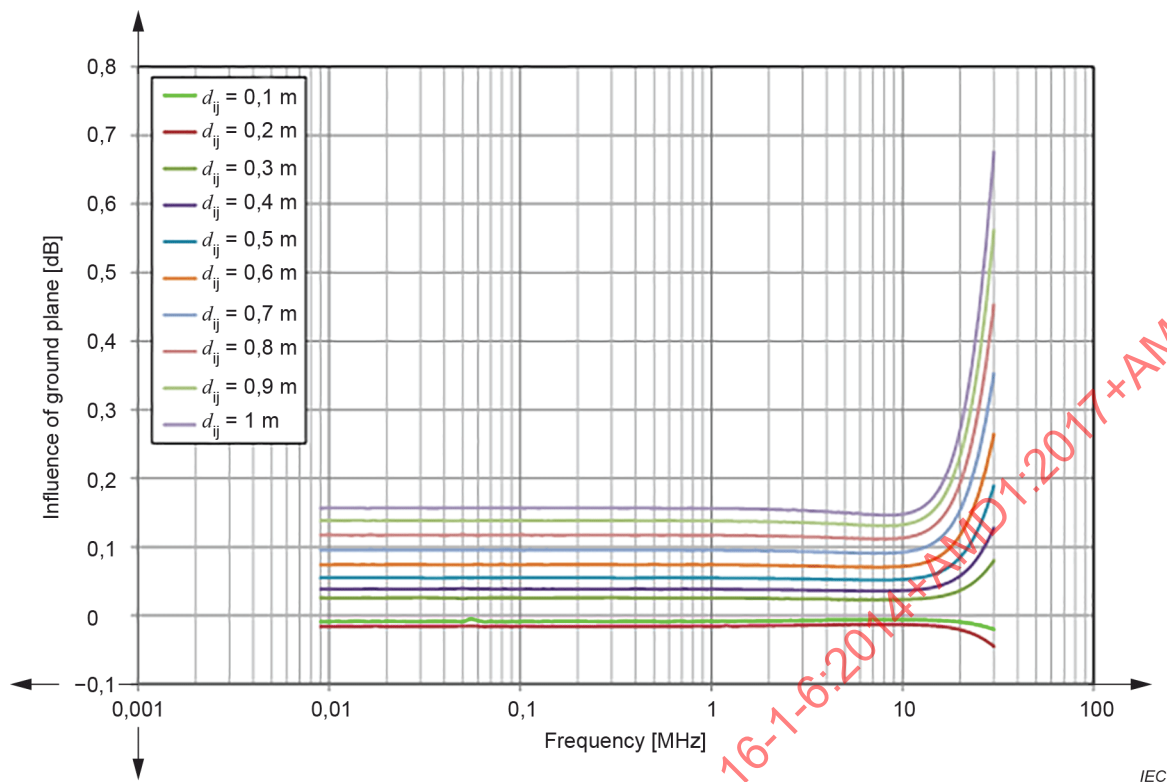
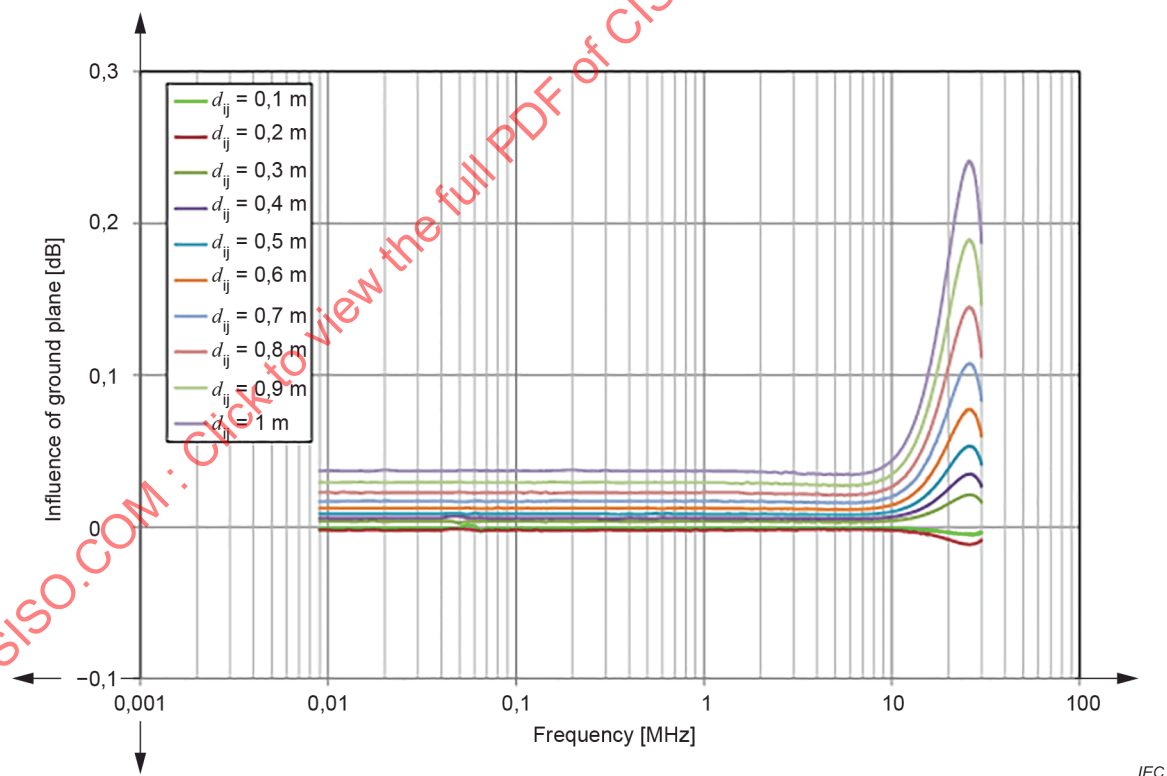


Figure 22 – Accuracy of Greene's formula and integral formula
vs. frequency for $r_i = 0,05$ m, $r_j = 0,3$ m, and $d = 0,39$ m



a) 1,3 m above ground plane



b) 2,5 m above ground plane

Figure 23 – Examples of influence of ground plane on SIL in free-space condition

5.2.3.3 Measurement uncertainties for TAM calibration results

An example of the uncertainty budget estimated for TAM calibration F_{aH} results at 30 MHz is shown in Table 16 and Table 18. The combined standard uncertainties for the $A_i(i,j)$ SIL results and the $K(i,j)$ geometry parameter are used as inputs for the F_{aH} expanded uncertainty in Table 18.

The expanded uncertainty of F_{aH} measurement results depends significantly on the size of the AUC because $K(i,j)$ per Equation (65) is a function of the separation distance, the radii of both of the loop antennas, and misalignment.

Figure 24 shows the definitions of the parameters used in the uncertainty evaluation for $K(i,j)$:

- misalignment in the x -axis, uncertainty of m (not shown in Figure 24);
- misalignment in the y -axis, uncertainty of d_{ij} ;
- misalignment in the z -axis, uncertainty of l (z -axis offset);
- misalignment around the x -axis, uncertainty of θ_i and θ_j ;
- misalignment around the y -axis, uncertainty of Θ_i and Θ_j (not shown in Figure 24);
- misalignment around the z -axis, uncertainty of ϕ_i and ϕ_j (not shown in Figure 24).

It is not possible to derive the influence of misalignment with Greene's formula, so NEC simulations are used instead. The uncertainty component in K (given as δA_{SIL}) is derived from differences in the calculated NEC SIL values.

An easy solution to calculate measurement uncertainty is to use a mixed approach. The uncertainty of K is calculated by a numerical method, while the remaining uncertainty contributions are combined using the propagation of uncertainties law.

The measurement function for F_{aH} is given in Equation (71).

$$F_{aH}(1) = \frac{1}{2} \left[-45,9 - 20 \lg f_{\text{MHz}} + A_i(1,2) + A_i(1,3) - A_i(2,3) + K(1,2) + K(1,3) - K(2,3) \right] \quad (71)$$

Because the frequency inaccuracy can be neglected, the contribution from the term f_{MHz} is neglected in the analysis.

The measurement function for $A_i(i,j)$ is given in Equation (72).

$$\delta A_i(i,j) = \delta A_{\text{LIN}} + \delta A_{\text{M}} + \delta A_{\text{L}} + \delta A_{\text{SNR}} + \delta A_{\text{BS}} \quad (72)$$

The measurement function for $K(i,j)$ is given in Equation (73).

$$\begin{aligned} \delta K(i,j) = & \delta A_{\text{SIL}}(r_1, \delta r_1, r_2, \delta r_2, d_{12}, \delta d_{12}, \delta m, \delta l, \delta \theta_1, \delta \theta_2, \delta \Theta_1, \delta \Theta_2, \delta \phi_1, \delta \phi_2) \\ & + \delta A_{\text{coup}} + \delta A_{\text{approx}} \end{aligned} \quad (73)$$

An example source code for a measurement uncertainty Monte Carlo simulation (MCS) (e.g. [7]) is given in Annex J.

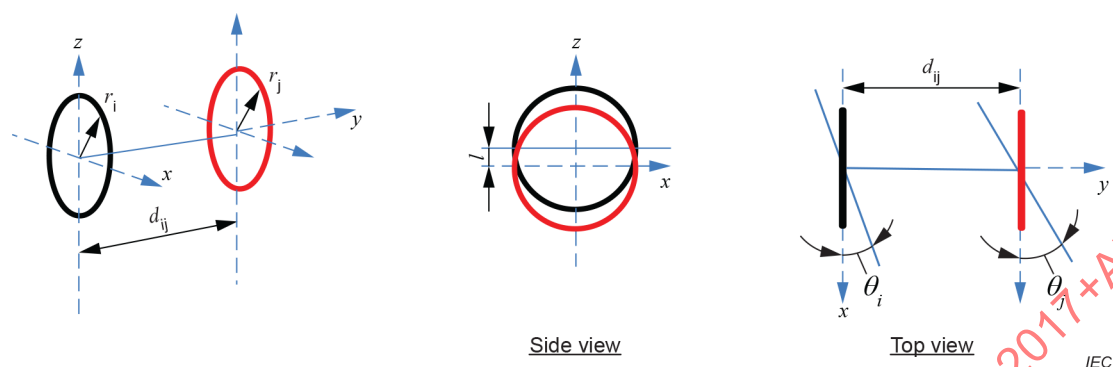


Figure 24 – Definitions of the parameters used in measurement uncertainty evaluation for $K(i,j)$

Table 16 – Example of an uncertainty budget for site insertion loss $A_i(i,j)$

[illegible]

Table 17 – Example of an uncertainty budget for $K(i,j)$ as used by the TAM

Source of uncertainty or quantity X_i		Value	Probability distribution
Positioning of loop antennas	δA_{SIL}		
Radius antenna 1 ($r_1 = 0,05 \text{ m}$)	δr_1	0,002 m	Rectangular
Radius antenna 2 ($r_2 = 0,3 \text{ m}$)	δr_2	0,002 m	Rectangular
Distance (misalignment in y -axis, $d_{12} = 0,31 \text{ m}$)	δd_{12}	0,01 m	Rectangular
Misalignment in x -axis	δm	0,01 m	Rectangular
Misalignment in z -axis	δl	0,01 m	Rectangular
Misalignment around x -axis, antenna 1	$\delta \theta_1$	5°	Rectangular
Misalignment around y -axis, antenna 1	$\delta \Theta_1$	1°	Rectangular
Misalignment around z -axis, antenna 1	$\delta \varphi_1$	5°	Rectangular
Misalignment around x -axis, antenna 2	$\delta \theta_2$	5°	Rectangular
Misalignment around y -axis, antenna 2	$\delta \Theta_2$	1°	Rectangular
Misalignment around z -axis, antenna 2	$\delta \varphi_2$	5°	Rectangular
Coupling with ground plane	δA_{coup}	0,1 dB	Rectangular
Approximation error in Equation (65) (NOTE)	δA_{approx}	0,13 dB	Rectangular
Expanded uncertainty, U ($k = 2$)			0,8 dB
NOTE If Greene's formula [Equation (65)] is used, there is an error because the formula is only an approximation of Equation (64). An estimation of this error is shown in Table 15 and Figure 21. This contribution does not apply if a numerical approach is used [see Equation (67)].			

Table 18 – Example of an uncertainty budget for F_{aH} of a loop antenna determined by the TAM – expanded uncertainty at 30 MHz

[illegible]

5.2.4 Current probe method (CPM)

5.2.4.1 General

For a CPM calibration (which is categorized as a SFM), a calculable magnetic field strength is emitted from a single-turn unshielded circular loop antenna. The magnetic field antenna factor of a loop AUC, $F_{aH}(AUC)$, is determined by the ratio of the magnetic field strength at the AUC, H in A/m, to the induced voltage at the AUC output, V in V, as given in Equation (74).

$$F_{aH}(AUC) = \frac{H}{V} \text{ in S/m} \quad (74)$$

For a pair of loop antennas coaxially aligned in the near-field region of each other, as shown in Figure 25, the transmit loop antenna carrying current I_1 , in A, generates a magnetic field strength, from which the average field strength at the receive loop antenna H_{av} , in dB(A/m), is given by Equation (75).

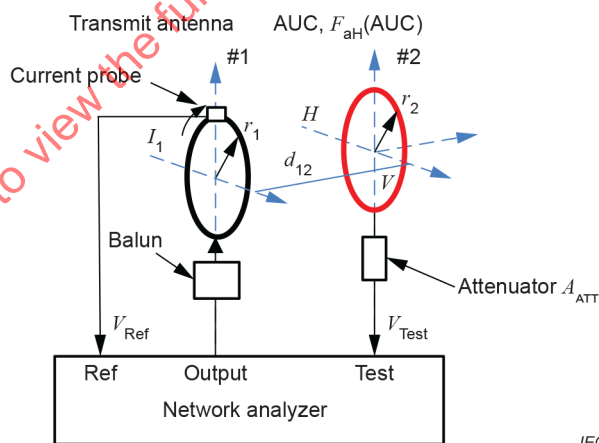
$$H_{av} = 20\lg I_1 + 20\lg S_1 + K(1,2) \text{ in dB(A/m)} \quad (75)$$

where

S_1 is the geometric area of the transmit loop antenna, in m²;

$K(1,2)$ is given by Equation (64), or Equation (65) for circular loops, in dB(m⁻³).

The loop centre distance between a pair of antennas, d_{ij} , should be carefully selected such that the conditions of Greene's formula are fulfilled (see Table 15 in 5.2.3.2).



NOTE The feed point of the receive antenna may be placed at the top of the antenna

Figure 25 – Antenna arrangement for the current probe method (CPM)

5.2.4.2 Calibration procedure

Calibration of the current probe (transducer) is required to determine the loop current I_1 for SFM calibration measurements using CPM. If a three-port network analyzer is used with a current probe, as shown in Figure 25 (see 5.2.4.1) [15], the transmit loop antenna element current I_1 , in A, can be estimated from the probe output voltage V_{Ref} , in V, which is measured at the network analyzer reference port per Equation (76):

$$I_1 = \frac{V_{\text{Ref}}}{|Z|} \text{ in A} \quad (76)$$

where the transfer impedance of the current probe is denoted by Z in Ω . With reference to Equation (74) and Equation (75), the magnetic field antenna factor of a loop AUC is given by Equation (77)

$$F_{\text{aH}}(\text{AUC}) = A_i(1,2) + 20\lg(\pi r_1^2) + K(1,2) - 20\lg|Z| \text{ in dB(S/m)} \quad (77)$$

where the site insertion loss is given by Equation (78)

$$A_i = 20\lg\left(\frac{V_{\text{Ref}}}{V}\right) \text{ in dB, and} \quad (78)$$

and with

r_1 is the radius of the transmit antenna, in m;

V is the output voltage of the AUC in V, and $V = V_{\text{Test}} + A_{\text{ATT}}$, in dB(V), and A_{ATT} represents the attenuation values of all attenuators and cables within the antenna #2 path;

$|Z|$ is the current probe transfer impedance, in Ω .

The transfer impedance of the current probe, Z , shall be calibrated in accordance with the methods in CISPR 16-1-2.

The CPM can also be implemented using a two-port network analyzer. With a two-port network analyzer instrumentation configuration, the AUC output voltage V and transmit loop reference voltage V_{Ref} are measured separately.

If a balun is used, shown in Figure 25, it shall have an impedance ratio of at least 2:1. The reason for the balun is to decrease the source impedance to 25 Ω or less thus to increase the current I_1 .

Requirements for the current probe used in CPM measurements are as follows.

- The probe body shall not influence the magnetic field strength of the transmit loop. This condition is fulfilled if the size of the probe is small compared to the size of the loop. The influence of the probe body shall be determined by observing the magnetic field strength result with and without the probe present.
- The probe cable shall not influence the magnetic field strength of the transmit loop. This can be determined by observing the magnetic field strength while the cable is laid at different positions. If the probe cable has an influence, ferrites can be used to reduce the influence.
- The probe output shall not depend on the direction of the current. Some current probes show a direction-of-current dependency at the upper end of the frequency range. This may be estimated by rotating the probe placement on the transmit loop, if possible.

- d) The probe shall normally show a flat response of the transfer impedance, and shall be calibrated with a reasonably fine (small discretization) frequency step.
- e) The position of the probe can have an effect on the measured current, due to the inhomogeneous current distribution around the loop circumference. Typically, this effect should be negligible due to the small radius of the loop.

5.2.4.3 Measurement uncertainties for CPM calibration results

The measurement function based on Equation (77) for a circular transmit antenna is given in Equation (79)

$$F_{\text{aH}}(\text{AUC}) = A_i(1,2) + 20 \lg(\pi r_1^2) + K(1,2) - 20 \lg(Z) + \delta \mathcal{A}_{\text{coup}} \quad (79)$$

The uncertainty of the current probe calibration measurement result is given in Table 20.

Table 19 – Example of an uncertainty budget for F_{aH} of a loop antenna determined by the current probe method – expanded uncertainty at 30 MHz

[illegible]

Table 20 – Example of an uncertainty budget for transfer impedance $|Z|$ according to the jig method of CISPR 16-1-2

Source of uncertainty or quantity X_i	Value dB	Probability distribution	Divisor	Sensitivity	u_i dB
Reference channel reflection	0,10	U-shaped	$\sqrt{2}$	1	0,07
Reference channel cable reflection	0,17	U-shaped	$\sqrt{2}$	1	0,12
Coaxial adaptor jig	0,20	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,12
Connector repeatability	0,05	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,03
Instrument accuracy	0,25	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,14
Combined standard uncertainty, u_c					0,23

5.2.5 Standard antenna method

5.2.5.1 General

The standard antenna method is simple to implement because neither a third antenna nor a current probe is required. The traceability is based on the use of a previously-calibrated antenna. To calibrate the standard antenna, the TAM (see 5.2.3) or the TEM-cell method (see 5.2.2) may be used.

Similarly, as with all standard calibration methods, the largest contribution to the measurement uncertainty of the calibrated antenna factor is from the standard antenna. Therefore, the measurement uncertainty of antenna factors obtained using SAM can be larger compared to other methods.

5.2.5.2 Calibration procedure

The measurement setup is shown in Figure 26. The magnetic field antenna factor derived from the SIL between two loops is described by Equation (80). If the magnetic field antenna factor of one of the antennas is known, it is possible to calculate the second antenna factor using Equation (80) ([72] and [73]).

$$F_{aH}(AUC) = -45,9 - 20 \lg f_{MHz} + A_1(1,2) + K(1,2) - F_{aH}(STA) \text{ in dB(S/m)} \quad (80)$$

where

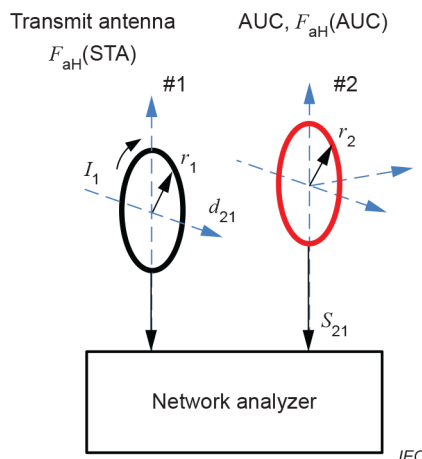
$$A_1(1,2) = -20 \lg |S_{21}(1,2)| \text{ in dB, is SIL} \quad (81)$$

f_{MHz} is the frequency in MHz

$K(1,2)$ is Greene's formula, per Equation (64), or Equation (65) for circular loops, in dB(m⁻³).

$F_{aH}(AUC)$ is the magnetic field antenna factor of the AUC, in dB(S/m)

$F_{aH}(STA)$ is the magnetic field antenna factor of the standard antenna, in dB(S/m)



NOTE The feed points may be placed at the top of the loop antennas.

Figure 26 – Antenna arrangement for the standard antenna method

5.2.5.3 Measurement uncertainties for SAM calibration results

Equation (80) serves as the measurement function, where the frequency inaccuracy is neglected and the influence of the vicinity δA_{coup} is added. An example of the measurement uncertainty budget for magnetic field antenna factor at 30 MHz is shown in Table 21. The measurement uncertainty depends mainly on the magnetic field antenna factor of the transmit loop antenna used as the standard antenna. In addition, the distance between the antennas and the radii of the loop antennas affect the measurement uncertainty. For example, if the measurement uncertainty of the transmit loop antenna factor is 1,0 dB, this calibration method gives 1,3 dB as the expanded measurement uncertainty of the AUC.

Table 21 – Example of an uncertainty budget for $F_{aH}(AUC)$ of a loop antenna determined by the standard antenna method – expanded uncertainty at 30 MHz

Source of uncertainty or quantity X_i		Value dB	Probability distribution	Divisor	Sensitivity	u_i dB
Site Insertion Loss (NOTE 1)	$A_i(1,2)$	0,15	Normal ($k = 1$)	1	1	0,15
Greene's formula (NOTE 2)	$K(1,2)$	0,38	Normal ($k = 1$)	1	1	0,38
AF of standard antenna	$F_{aH}(STA)$	1,0	Normal ($k = 2$)	2	–1	0,50
Coupling to vicinity (NOTE 3)	δA_{coup}	0,2	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,12
Combined standard uncertainty, u_c						0,66
Expanded uncertainty, U ($k = 2$)						1,31

NOTE 1 See Table 16 for site insertion loss measurement uncertainty.

NOTE 2 See 5.2.3 for the uncertainty of $K(1,2)$. A receive antenna radius of 0,3 m and distance of 0,4 m is assumed. For the transmit loop a radius of 5 cm with an accuracy of 2 mm is assumed.

NOTE 3 The coupling to the vicinity shall be estimated by simulation or measurement. If the calibration is performed above ground plane, Figure 23 can be used to estimate the coupling

6 Frequencies, equipment and functional checks for calibrations at or above 30 MHz

6.1 Calibration frequencies

6.1.1 Calibration frequency ranges and increments

Measurements of F_a of broadband antennas used at or above 30 MHz shall be made by swept frequency methods, or the equivalent of the maximum frequency increments shown in Table 6. Discrete frequencies for calibration of tuned dipoles are given in B.3.

Table 6 – Frequency increments for broadband antenna calibration

Frequency range	Maximum increment
30 MHz to 1 000 MHz	2 MHz
1 GHz to 3 GHz	10 MHz
Above 3 GHz	50 MHz

If measurements are made at an outdoor site, there may be some frequencies at which ambient signals cause significant interference. For one such frequency designated as f_1 , find a frequency, f_2 , where the ambient signal is at least 30 dB below the received measurement signal. Measurements shall be made at f_2 within the frequency range $f_1 \pm \Delta f$, where Δf is 1 MHz in the frequency range from 30 MHz to 150 MHz, 3 MHz from 151 MHz to 300 MHz, and 5 MHz from 301 MHz to 1 000 MHz. The frequency f_2 , and the reason for deviating from the specified frequency, shall be documented in the calibration report. Above 1 GHz, ambient signals can be avoided by measuring in a shielded anechoic chamber.

Some antennas exhibit resonances seen as spikes in a plot of antenna factor versus frequency, an example of which is shown in Figure 6. A calibration increment of 2 MHz is sufficient to indicate the presence of a sharp resonance, but may not capture its peak. Either the calibration shall be performed with a small frequency increment (i.e. see A.8.6), or a statement shall be added to the certificate of calibration that the uncertainty could be higher in the frequency range $0,985 f_{\text{res}} < f < 1,015 f_{\text{res}}$, where f_{res} is the resonant frequency.

NOTE Some models of LPDA or hybrid antennas, whose dipole elements are not welded or protected from oxidation, develop resonances due to breakdown of RF contact of some of the dipole elements, typically increasing F_a by between 2 dB and 5 dB. This occurs particularly for LPDA antennas that have also been used for transmitting relatively high power levels for immunity testing.

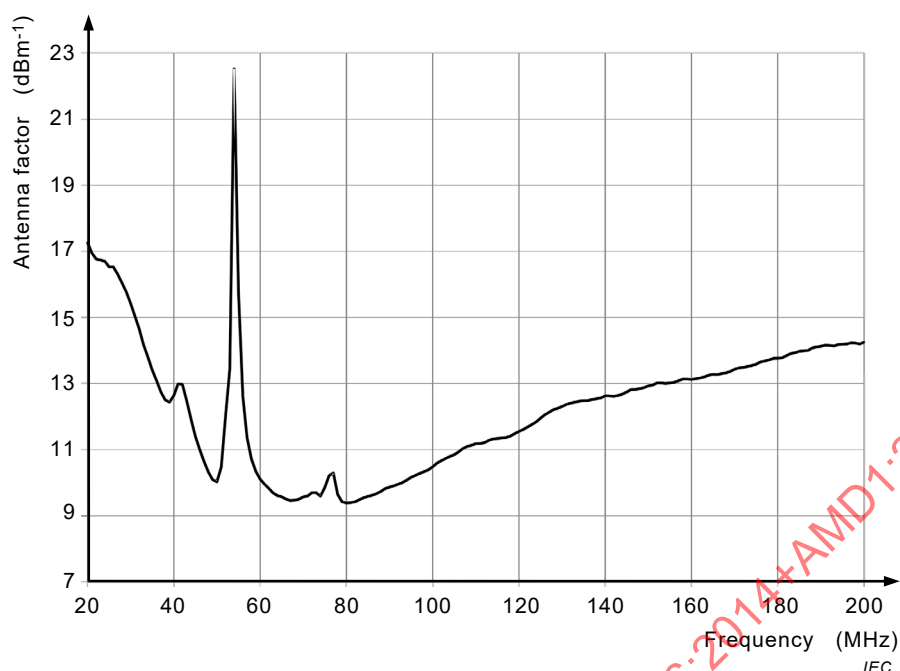


Figure 6 – Example of resonant spike due to poor biconical element connections, using 2 MHz increment

6.1.2 Transition frequency for hybrid antennas

The design principle of a hybrid antenna is the combination of a conventional biconical antenna and a LPDA antenna so as to cover the frequency range from 30 MHz to 1 GHz or higher. A hybrid antenna with a specified frequency range of 30 MHz to 1 GHz can be calibrated against two paired hybrid antennas. However, in the case that a lower uncertainty in F_a is required, a hybrid AUC can be calibrated in two stages by the TAM: the first stage against two paired biconical antennas, and the second stage against two paired LPDA antennas. In this case the two sets of F_a data need to be joined at a suitable transition frequency. Alternatively the first stage can be carried out by the SAM using one biconical STA up to 240 MHz; because the wavelength is larger than the element dimensions, the STA does not have to be identical to the AUC, whereas for non-identical LPDAs the TAM should be used. If the SSM is used, note that for frequencies above 1 GHz other calibration procedures of Clause 8 or Clause 9 shall be used, as applicable. See also 5.3.2 of CISPR 16-1-5:2014 about validating a FAR to use with this calibration approach.

The optimum transition frequency is obtained by overlaying the plots of F_a against frequency, and choosing by inspection the frequency band where there is a close fit between the two plots. Experience with a large number of models of hybrid antenna has shown that this can occur in the frequency range 140 MHz to 240 MHz, most typically near 180 MHz. At lower frequencies, effects of mutual coupling with the ground plane, while at higher frequencies effects of antenna directivity, may each be responsible for deviations between the two sets of results.

6.2 Measurement instrumentation requirements for antenna calibrations

6.2.1 Equipment types

All instrumentation shall have a nominal impedance of 50 Ω . The preferred instrument for antenna calibrations is a network analyzer, incorporating a swept-frequency signal source and a tracking receiver. Alternatives are a spectrum analyzer with tracking generator, or a computer-controlled combination of a signal generator and a receiver. The generic term “measuring receiver” (i.e. 3.1.4.1) is used for the receiving part of these suitable instrument types.

The sweep time shall be established using the following procedure to ensure there is sufficient dwell time for the signal to be fully measured at the measuring receiver [1], especially in the case of long cable runs. Set up a pair of antennas on a CALTS at fixed heights of 2 m and the separation to be used for antenna calibration, e.g. 10 m. Configure the measuring receiver as for an antenna calibration, including sweep time, RF bandwidth, number of averages, and number of frequency points; these set-up parameters could be adapted for a faster sweep time in a FAR. Gradually increase the sweep time to $T_{\min}$ until no change is seen in the response. The sweep time $T_{\min}$ or longer can be used for calibrations.

At frequencies at which there is a signal null, as defined in 3.1.1.19, the comparison between responses may be unreliable. It is recommended to observe the differences in responses only for a signal-to-{receiver noise} ratio greater than 17 dB if using a receiver with an average detector, or a signal-to-{receiver noise} ratio greater than 34 dB if using a VNA; see A.8.1 for other considerations.

NOTE 1 Decreasing the RF bandwidth increases the dynamic range and reduces the influence of ambient signals, but also may necessitate a longer dwell time.

NOTE 2 When measuring SA (i.e. 8.4) it is assumed that the speed of the motorized mast allows the sweep of the frequency range to complete before the mast has moved more than 2 cm for frequencies above 300 MHz, and 5 cm for frequencies below 300 MHz. If the mast speed is too fast, errors can occur in the calculated AF caused by the height at which the signal maximum is actually recorded differing from the height at which it is calculated in $e_0(i,j)|_{\max}$ in Equation (C.27) (see C.3.3). In a height scan where there are multiple maxima lobes, particularly at the higher frequencies, the calculated and measured maxima can be from different lobes and the error in AF can be of the order of 0,5 dB, showing as an uncharacteristic step in a plot of AF against frequency.

When calibrating an antenna by the TAM or by the SSM, two other similar antennas (i.e. paired antennas) that cover the frequency range are required (see 8.2 and 8.4). These can be either other AUCs, or antennas owned by the calibration laboratory. In the case of three unknown antennas, a suitability check is recommended to verify that there are no faults with the measurements or an unstable antenna. This can be done by replacing one antenna by an STA as a one-off exercise at the start of a session of calibrations. Confidence in the attainment of traceable results is gained by including at least one of the three antennas whose AF is known through a history of several calibrations.

Paired antennas serve different functions for measurements by the TAM or by the SAM. In the case of the TAM the antenna has to be similar, as defined in 3.1.1.12. In the case of the SAM, the function of the paired antenna is to set up a uniform field over the aperture of the AUC and the STA. When a ground plane is used, the radiation patterns of the AUC and STA have to be very similar. The definition of SIL in 3.1.4.3 introduces the description of an antenna as receive or transmit; this is an alternative to description as AUC and paired antenna. The designation “receive and transmit” reduces one degree of freedom for the operation, because the measured result is the same whichever antenna is connected to the receiver or signal generator.

At appropriate intervals, for traceability the linearity of the instrumentation is verified using calibrated attenuators. Measurements are performed with calibrated attenuators, e.g. 10 dB, 30 dB, or 50 dB, and mismatch standards. The results are compared to the values from the calibration certificate by the E_n criterion [8].

A traceable distance-measuring instrument (e.g. tape measure or laser meter) is needed to measure the antenna separation and height. The RF measurement result is more sensitive to height above a ground plane than to separation. For the TAM the absolute heights and separation distances are crucial, whereas for the SAM the crucial measurement is the positioning of the AUC with respect to the STA; the position tolerance for the SAM is given in 8.3.2. The height should be set within a tolerance of ± 10 mm; higher deviations lead to higher measurement uncertainties. The tolerance and uncertainties can be quantified by performing a sensitivity test of SIL magnitude by varying the height.

The accuracy with which separation needs to be measured depends on the absolute distance; the smaller the separation, the smaller the tolerance is allowable. For example, for a 10 m separation, an error in position of 10 mm for both antennas leads to an uncertainty

contribution in field strength in free space of $20 \lg(9,98/10)$ dB = 0,017 dB; an uncertainty contribution of 0,1 dB implies an error in separation of 114 mm. An error in separation is more critical where the ground plane reflection is included, as in the SSM, because the phase of the signals is involved. Height scanning partially compensates for an error in distance, because it searches for the in-phase condition. In this case, an error in separation of less than $\pm \lambda/30$ is preferred. The upper frequency for SSM is 1 GHz, at which $\lambda/30$ is 10 mm.

The time interval between the AUC and STA SIL measurements shall be kept to a minimum to reduce signal generator and receiver drift and effects of temperature changes. The transmission loss of cables used in antenna calibration will vary with temperature. It is recommended that cables that are exposed to direct sunlight have white skins, or are fitted with a white sheath, to reduce the effect of temperature fluctuations arising from variations in direct sunlight due to changing cloud cover.

Time should be allowed for the cable temperatures to stabilize in cases where cables are taken from a warm room to a cold outdoor site, and where cables are left outdoors warming up in the transition from night-time to day-time temperatures. The maximum time interval shall be assessed for local conditions by observing the change in received signal, while neither the source nor the measurement set-up (including cables and antennas) are in any way disturbed.

6.2.2 Mismatch

Measurement uncertainty budgets given in this standard include mismatch uncertainties. This subclause covers the uncertainty due to the mismatch of the receiver and signal source with the cables, attenuators, and mismatch of antennas with the connected cables. The equations for the mismatch uncertainties are derived in Annex F.

NOTE 1 Despite that the use of slotted lines is obsolete, VSWR is often used to denote mismatch of equipment such as attenuators and measuring receivers, but it is more common to cite measurements of mismatch as return loss. The quantity "return loss" is favoured over VSWR for the measured magnitude of mismatch of antennas.

The receive antenna shall appear to the receiver to have a return loss > 20,9 dB, which can usually be achieved by connecting a 6 dB attenuator to the cable connecting the antenna to the receiver. Note that the cable attenuation itself is part of the padding attenuation; there is a trade-off in the level of padding attenuation between achieving an acceptable SNR and an acceptable mismatch uncertainty.

It is preferred to use single cables, rather than several cables interconnected together, because each connection will contribute a mismatch uncertainty. For more accurate measurements, especially above 1 GHz, a VNA can be used to measure complex reflection coefficients, to facilitate correcting for mismatch uncertainty arising if impedances different from 50Ω are presented to the transmit and receive antennas. The application of error correction techniques shall be done very carefully in configurations where there is the possibility of movement of cables, which may negate the error correction.

When performing the SIL measurement between two antennas (i.e. see 7.2.2), two separate sections of cable are used, i.e. one section (labelled T) connects the output port of the signal source with the antenna port of the transmit antenna; the other cable section (labelled R) connects the antenna port of the receive antenna with the input port of the measuring receiver. Equations (13) and (14) are derived in Annex F, and apply to a section of cable with a connected attenuator, as measured with a full two-port calibrated VNA. The section of cable may include a padding attenuator as required, which is usually at the end of the cable connected to the antenna.

The value of the limit for the mismatch uncertainty (see NOTE 2) associated with the power transfer between the signal source and the transmit antenna is given by Equation (13). The value of the limit for the mismatch uncertainty associated with the power transfer between the receiver and the receive antenna is given by Equation (14).

$$M_T^{\pm} = 20 \lg \left[1 \pm \left(|\Gamma_{aT}| |S_{11}| + |\Gamma_T| |S_{22}| + |\Gamma_{aT}| |\Gamma_T| |S_{11}| |S_{22}| + |\Gamma_{aT}| |\Gamma_T| |S_{21}|^2 \right) \right] \text{ in dB} \quad (13)$$

$$M_R^{\pm} = 20 \lg \left[1 \pm \left(|\Gamma_{aR}| |S_{11}| + |\Gamma_R| |S_{22}| + |\Gamma_{aR}| |\Gamma_R| |S_{11}| |S_{22}| + |\Gamma_{aR}| |\Gamma_R| |S_{21}|^2 \right) \right] \text{ in dB} \quad (14)$$

The reflection coefficients and S -parameters are measured, where

- Γ_{aR} is the reflection coefficient of the receive antenna port;
- Γ_{aT} is the reflection coefficient of the transmit antenna port;
- Γ_T is the reflection coefficient of the output port of the signal source;
- Γ_R is the reflection coefficient of the input port of the measuring receiver;
- S_{11} is the reflection coefficient of the cable section R or T that connects with the ports of the receive and transmit antennas respectively, applied to Equation (13) or Equation (14), respectively;
- S_{21} is the transmission coefficient (i.e. loss) of the cable section R or T that connects with the ports of the receive and transmit antennas respectively, applied to Equation (13) or Equation (14), respectively;
- S_{22} is the reflection coefficient of the cable section R or T that connects with the input port of the measuring receiver; or the output port of the signal source respectively, applied to Equation (13) or Equation (14), respectively.

For example, if an antenna and the measuring receiver have a return loss of 20,9 dB (i.e. $|\Gamma_{aR}| = |\Gamma_R| = 0,091$), and the connecting cable has $|S_{11}| = |S_{22}| = 0,024$ and $|S_{21}| = 0,5$, then Equation (14) yields an error bound of $M_R^{\pm} = 0,056$ dB.

NOTE 2 A correction could be applied to reduce an error, but where no correction is applied, the value of the error is taken to be the value of the uncertainty, which is $M_R / \sqrt{2}$.

In cases where S_{11} and S_{22} of the cables are negligibly small, e.g. at frequencies below 200 MHz, Equations (13) and (14) can be simplified by setting all terms multiplied by S_{11} and S_{22} to zero.

6.2.3 Dynamic range and reproducibility of SIL measurement

The main requirement for the accurate measurement of SIL between two antennas is amplitude linearity (sometimes referred to as dynamic accuracy). The aim for linearity should be better than $\pm 0,1$ dB per decade, but account should be taken in the measurement uncertainty budget of the actual linearity achieved. Antenna measurements generally need a dynamic range of 60 dB or more, or a null detection method can be used together with a precision step attenuator. For a description of the null detection method, also known as a substitution method, see 4.4.4.3.2 of CISPR 16-1-5.

Coaxial cables shall not be bent tighter than their specified minimum bend radius because this could introduce a mismatch; furthermore for cables that are not in a permanent fixed layout, excessive bending can reduce the reproducibility of cable performance. If the cables do get overly bent, the cable-through measurement should be repeated, to check that the SIL has not changed by more than 0,2 dB.

The typical attenuation between two antennas 10 m apart is in the order of 40 dB, thus the use of two fixed attenuators (e.g. 6 dB) is recommended to reduce the mismatch uncertainties, and a sufficient signal-to-{receiver noise} ratio of at least 34 dB is required to obtain low measurement uncertainties. Adding cable loss, this adds up to roughly 90 dB in total. The value (dB) of attenuator can be reduced according to the amount of attenuation contributed by the cable. Dynamic range is usually defined as the ratio between maximum

reading and noise floor. A further method to improve the mismatch uncertainty is the use of a calibrated VNA, and removal of the attenuators if more dynamic range is needed. In this case, the effective source and load match shall be used to calculate the mismatch uncertainty. The effective source and load match of calibrated VNAs are better than 30 dB return loss. This can involve full two-port calibration (12-term correction) of the VNA, which may only be suitable for methods using shorter cables.

6.2.4 Signal-to-noise ratio

The signal generator shall provide output power sufficient to produce a signal, via the cables and antennas, at the measuring receiver input well above the noise level of the receiver. Assuming the use of a VNA, the signal-to-{receiver noise} ratio should be 34 dB or more, however in the case of a receiver using an average detector the ratio can be reduced to 17 dB or more. The signal-to-interference ratio should be 30 dB or more, to minimize the impact of a sinusoidal ambient signal. Receiver noise can be decreased by reducing the resolution bandwidth as required. See also A.8.1 for other considerations.

Power amplifiers may be used at the signal generator output to raise the signal above both the ambient and receiver noise. However, care shall be taken to comply with radio regulations.

In addition, preamplifiers may be used at the measuring receiver input to raise the signal above the receiver noise. However, care shall be taken to avoid overloading the preamplifier input, as well as the input of the measuring receiver. The linearity of each preamplifier shall be verified, particularly when high level ambient signals are present. Filters may be used to prevent out-of-band signals from saturating the preamplifiers. Out-of-band and saturation errors shall be evaluated, and included in the uncertainty analysis of the antenna calibration. The problems posed by ambient interference in the calibration of antennas can be avoided by using a shielded FAR or SAC.

If an ambient signal is present within the bandwidth of the measuring receiver during the calibration process, together with the test signal, the resulting error depends on the nature of the ambient signal. In case the ambient signals contain sinusoidal components (e.g. analogue broadcasts), a greater value of {signal-plus-ambient}-to-ambient ratio may be required. For example, a sinusoidal ambient signal that is 20 dB below a sinusoidal test signal would cause an uncertainty contribution of about 0,9 dB. To reduce this uncertainty contribution, the level of the test signal will have to be increased accordingly. Sinusoidal ambient signals will yield larger uncertainty contributions than noise-like or broadband signals; see also the second paragraph of 6.1.1 about avoiding measurements on ambient frequencies.

6.2.5 Antenna masts and cables

Unwanted reflections from the antenna support structures, and antenna cables and control cables, contribute to the systematic uncertainties of an antenna calibration. To constrain the uncertainty caused by these reflections to no more than $\pm 0,5$ dB, lightweight non-metallic masts should be selected (motorized masts for the SSM may be more robust), in accordance with the guidance presented in A.2.3.

Antenna cables shall be orthogonal to the antenna dipole elements, and routed horizontally by at least 1 m behind the antenna before routing vertically to ground. For a vertically-polarized antenna, the antenna cable should be extended horizontally behind the antenna for at least 5 m before routing vertically to ground. For distances smaller than 5 m, the measurement uncertainty shall be evaluated and applied accordingly. See A.2.3 for means to quantify this effect. These guidelines apply mainly to dipole and biconical antennas, because the effects are less for more directive antennas such as LPDA antennas.

6.3 Functional checks of an AUC

6.3.1 General

Prior to performing a calibration, the integrity of the AUC shall be verified. Unless the antenna is new, it shall be visually inspected to ensure it does not have mechanical or structural damage or any oxidation on the electrical contact surfaces. Measurement of the return loss is optional, but it is a quick test and is strongly recommended before the AF is measured, because gross departure from the manufacturer's data can identify whether it is worth proceeding with the longer measurement of antenna factor.

If the return loss is not measured first, and if the measured AF departs obviously from the previous calibration or the manufacturer's data, it is recommended to then measure the return loss, because deviation from the manufacturer's data can confirm a faulty antenna and help to identify the cause of the fault. A method of measurement of return loss is given in A.8.7. Checking the connector pin-depth (i.e. see A.8.2), and checking for sharp resonances in the frequency response (i.e. see A.8.6), are also recommended but are optional.

6.3.2 Balance of an antenna

In antenna calibration and radiated disturbance measurements, the receive antenna balun may give rise to common-mode currents on the cable attached to the receive antenna. Such common-mode currents create EM fields that may be picked up by the receive antenna, and that consequently may cause a systematic uncertainty in the radiated disturbance measurement results and in the measurement of antenna factor. A method of measuring the imbalance is given in 4.5.4 of CISPR 16-1-4:2010/2019. If there is any indication that the balun has poor balance, thus exciting common mode currents on the outer conductor of the cable, ferrite clamps placed on the cable are partially effective in damping these currents.

NOTE It can be difficult to achieve good balance on high power baluns and the use of these in receive antennas is discouraged. Where the balance of a receive antenna degrades, typically at the low frequency end, repair is encouraged.

6.3.3 Cross-polar performance of an antenna

When an antenna is placed co-polarized in a linearly-polarized plane-wave field and then rotated through 90°, its cross-polar rejection shall be at least 20 dB. Alignment with the electric field vector of the plane wave (co-polarized) is defined to be the condition when a mechanical reference line of the antenna is parallel to the field vector. The reference line is the physical dipole axes for dipole, biconical, LPDA and hybrid antennas, and a physical plane for horn antennas. For example in a vertically-polarized field, the side-wall of a horn antenna, or the central vane of a DRH antenna, is vertically aligned.

Generally it is not necessary that cross-polar performance be measured each time an antenna is calibrated, but it is strongly recommended that at minimum the cross-polar rejection data should be available from the antenna manufacturer. Usually dipole, biconical and horn antennas inherently comply with the 20 dB requirement; however, LPDA dipole elements are in echelon, such that many LPDA antennas, and the LPDA part of hybrid antennas, do not meet the 20 dB requirement, especially at the top end of their operating frequency bands (see A.7). The additional uncertainty due to cross-polar rejection of less than 20 dB shall be calculated, to be available for use in the measurement uncertainty budget for an EMC disturbance test.

The measurement of cross-polar response to better than 20 dB requires identifying a paired antenna which itself has a cross-polar rejection of greater than 40 dB, such as a standard waveguide horn antenna. Generally the cross polar of LPDA antennas degrades with increase in frequency. For example, an LPDA antenna with a specified upper frequency of 2 GHz is likely to meet the cross-polar rejection of 20 dB below 1 GHz, in which case it is necessary to measure cross-polar response above 1 GHz; see 4.5.5 of CISPR 16-1-4:2010 about measurement procedures. A linear dipole antenna can be used, but it is more practicable to use a horn antenna, whose directivity provides a big advantage in reducing reflected signals.

Horn antennas also generally cover wider frequency ranges than dipoles. One of the antennas has to be rotatable through slightly greater than 90° (see also [14] for other details about test procedures).

6.3.4 Radiation patterns of an antenna

The radiation pattern is a key parameter of an antenna, especially for calibrations based on ground-plane reflection methods. Generally, antennas used for EMC testing have a broad main lobe in the antenna boresight direction, but for some antennas, in particular horns, at frequencies approaching the upper end of their operating frequency range, the main lobe can become narrow, or decrease (exhibiting a dip, i.e. a shallow null) on boresight. These pattern characteristics can affect the precision that is required in the alignment of an antenna for calibration.

In general, for antennas mounted in a free-space set-up without a ground plane, the pattern has an insignificant effect on the uncertainty of the resulting antenna factor obtained in a calibration (except see the NOTE in 9.5.1.3 about DRH antennas). When the method of calculating antenna factor includes a ground-plane reflection, as in Equation (23) (see 7.3.2) in combination with Equation (C.22) (see C.3.2), there can be a significant uncertainty contribution for antennas with a narrow-beam pattern. Equation (23) alone is a simplified version of Equation (C.22), assuming a uniform radiation in all directions, and applies in calibrations where the ray transmitted directly between the antennas has the same amplitude in the radiation pattern as the ray that passes from one antenna to the other via the ground plane; this is the assumption of the simplified calculation of AF, e.g. Equation (39) (see 7.4.1.2.1). An example is a uniform H-plane pattern of a horizontally-polarized biconical antenna.

Normally, in the case of a horizontally-polarized LPDA antenna using 10 m separation, the uncertainty contribution due to the radiation pattern is negligible. However in the case of a separation of 3 m, or a more directive antenna, the uncertainty contribution could be significant. As an example, if the reflected signal is 2 dB down from the peak of the beam, the uncertainty in the AF is 0,46 dB.

The magnitude of the uncertainty can be evaluated from knowledge of the radiation pattern and the geometry of the antenna set-up. The separation and heights of the antenna pair are used to calculate the angles from boresight of the direct and reflected rays between the antennas. The uncertainty can be reduced by including the radiation pattern data in the calculation of AF, i.e. using Equation (C.29) (see C.3.3).

Measurements of omnidirectional antennas, such as biconicals, require tighter site validation criteria than for directional antennas, such as horns, because for the latter unwanted reflections are suppressed in directions of low directivity of the antenna.

Radiation patterns are measured by rotating the antenna around its phase centre in a free-space environment. Most commonly the antenna is rotated in a horizontal plane, i.e. azimuth rotation, and the amplitude response recorded against angle of rotation from boresight.

Annex I introduces a method for antenna pattern measurement in the frequency range above 1 GHz.

7 Basic parameters and equations common to antenna calibration methods for frequencies above 30 MHz

7.1 Summary of methods for measurements to obtain AF

The antenna calibration set-up and site type, with a corresponding subclause number, are summarized in Table 1 in 4.5. General considerations for the main types of calibration methods are given in 4.3. The basic SIL measurement procedure and common measurement uncertainty components are described in 7.2, which are a basis for measurements described

in Clauses 8 and 9. General equations to calculate AF from SIL or SA are described in 7.3. The equations of 7.3 are applied to the TAM, SSM and SAM in 7.4. A detailed example measurement uncertainty evaluation is given in 7.4.1.1.2, following the steps of ISO/IEC Guide 98-3:2008 starting with a model equation. The parameters related to phase centres and antenna positioning are described in 7.5.

7.2 Site insertion loss measurements

7.2.1 General

The measurement of SIL is common to all radiated field methods of antenna calibration. The measurement procedures for SIL, and the common measurement uncertainty components, are described in 7.2.2 and 7.2.3, respectively.

7.2.2 SIL and SA measurement procedure

The SIL, $A_i(i,j)$, for an antenna pair (i,j) shall be measured according to the following steps, using set-ups as shown in Figure 7 and Figure 8, in a free-space environment or at a calibration site with a ground plane, respectively. A free-space environment can be created either by absorber lining, or by having the antennas elevated at a large height above the ground. The antennas are either horizontally or vertically polarized, as specified by the calibration method. The calibration frequencies are as described in 6.1.1. When over a ground plane, the antenna heights shall be such that a signal null is not produced (e.g. see 7.4.1.2.1).

- Adjust a signal generator connected to antenna i to produce an electromagnetic field at a level to ensure a sufficient SNR at the position of the paired antenna j . Connect a measuring receiver to antenna j and tune to the frequency of the signal generator. Adjust the output of the signal generator according to the criteria of 6.2.3. Measure the output voltage derived from antenna j , $V_S(i,j)$ in dB(μV). The measurement is normally performed with a VNA, but the same principles of ensuring a sufficient SNR apply (see also the definition of “measuring receiver,” 3.1.4.1).
- Detach the cables from the antennas and connect directly to each other with an adaptor. Measure the output voltage as V_D in dB(μV). The frequency and output level of the signal generator shall be kept constant during the measurements of $V_S(i,j)$ and V_D .
- Calculate the SIL between the two antennas using Equation (15).

$$A_i(i,j) = V_D - V_S(i,j) \text{ in dB} \quad (15)$$

When a measuring receiver gives power readings in dBm, Equation (15) is equivalent to the difference of the power readings (P), as given in Equation (16):

$$A_i(i,j) = P_D - P_S(i,j) \text{ in dB} \quad (16)$$

- For the TAM: Follow the procedure of steps a) and b). To minimize the time lapse between the antenna pair and the cable connection measurements, carry out step a) consecutively for the three antenna pairs, and then repeat the cable connection measurement of step b). Note the difference between the two cable connection readings; if the difference exceeds the tolerance set by the laboratory to achieve a given uncertainty for AF, all measurements shall be repeated. A recommended maximum tolerance is $\pm 0,25$ dB. Although a VNA has minimal drift in amplitude, a significant drift can be caused by variations in temperature of the cables; also variations in connector repeatability can occur.
- For the SSM: Measure the maximum output voltage induced in antenna j , $V_S(i,j)|_{\max}$ in dB(μV), during the height scan from 1 m to 4 m of antenna j using the set-up as shown in Figure 8. Calculate the site attenuation, A_s , between the two antennas using Equation (17).

$$A_s(i,j) = V_D - V_S(i,j)|_{\max} \text{ in dB} \quad (17)$$

It is not necessary to identify which antenna of the measured pair is kept at a fixed height, and which one is height scanned (i.e. see 7.4.2.2 and A.5, but for better reproducibility see footnote "a" in Table 1).

- f) For the SAM: Measure the SIL for the STA first, then for the AUC, then repeat the STA measurement. Note the difference between the two STA readings; if the difference exceeds the tolerance set by the laboratory to achieve a given uncertainty for AF, the causes for the unacceptable difference should be investigated and all measurements shall be repeated.

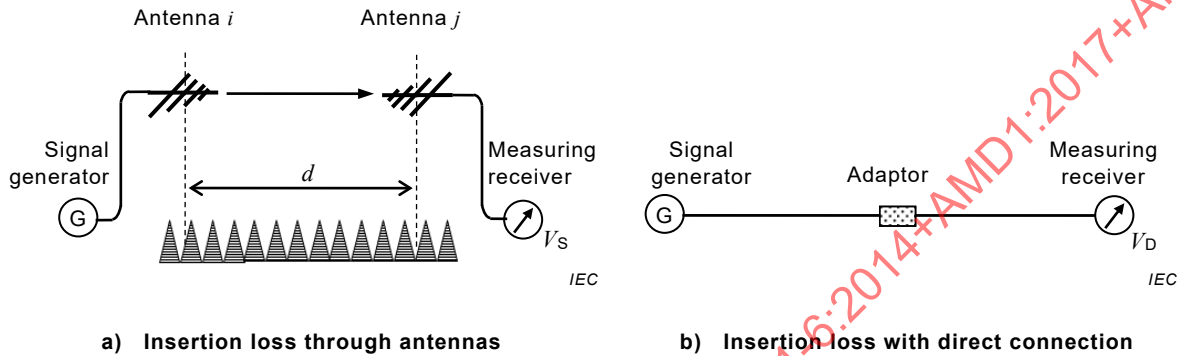


Figure 7 – Antenna set-up for SIL measurement at a free-space calibration site

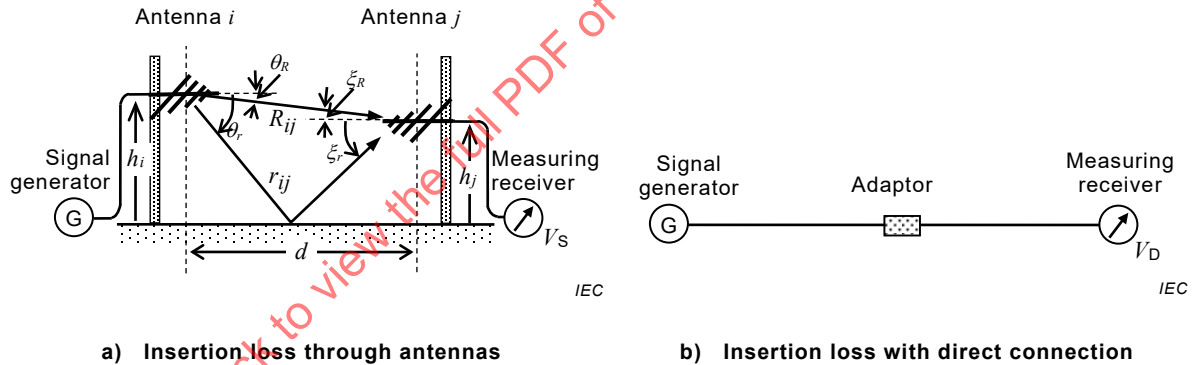


Figure 8 – Antenna set-up for SIL and SA measurement at a ground-plane calibration site

7.2.3 Common uncertainty components of a SIL measurement

The calibration of an AUC involves the measurement of SIL between the AUC and another antenna. In each SIL or SA measurement, the two voltage measurements, i.e. for V_D and V_S in Figure 7 or Figure 8, are affected by various influence parameters, such as stability of the signal generator, accuracy of the voltage measurement, mismatch in cable connection, and measurement repeatability. The symbols in Figure 8 a) are described in 7.3.3. A first-order Taylor expansion of Equation (15) about the expected values of the parameters yields:

$$A_i = (V_D + \delta V_{D SG} + \delta V_{D noise} + \delta V_{D linear} + \delta V_{D res} + \delta V_{D mismatch} + \delta V_{D cable}) - (V_S + \delta V_{S SG} + \delta V_{S noise} + \delta V_{S linear} + \delta V_{S res} + \delta V_{S mismatch} + \delta V_{S cable}) \quad (18)$$

where $\delta V_{D SG}$ and $\delta V_{S SG}$ represent variations in measured V_D and V_S caused by the stability of the signal generator output, respectively. Deviations of the characteristics of the measuring receiver from the ideal ones affect the measured V_D and V_S . The important characteristics are noise, linearity, and resolution, and their respective effects are denoted by $\delta V_{D, S noise}$,

$$\delta V_{\Delta \text{linear}} = \delta V_{\text{Dlinear}} - \delta V_{\text{Slinear}} \quad (19)$$

For the measurement of SIL or SA, if a full two-port calibration of the VNA is performed to reference planes at the antenna ends of the cables, the value of $\Delta V = V_D - V_S$ in dB is directly measured by one measurement, in which case Equations (18) and (19) can be simplified to:

with

where $\delta V_{\Delta \text{meas}}$ represents the influence of the VNA characteristics on measured ΔV , and $\delta V_{\Delta \text{cable}}$ is the difference in the cable attenuation between V_D and V_S measurements.

Referring to Equation (20), uncertainty components and example values for a SIL measurement with a VNA are shown in Table 7. The specific u_c value of Table 7 is used as a common uncertainty contribution in the uncertainty evaluations for various calibration methods specified in this standard. The uncertainties related to the mismatch, $\delta V_{D,S\text{mismatch}}$, are excluded from the table because they strongly depend on the antennas connected to the cables, but mismatch is included in the measurement uncertainty budgets for the calibration methods in Clause 9 and Annex B. Uncertainty caused by the receiver resolution, $\delta V_{\Delta\text{res}}$, is also excluded as it may be negligibly small compared with other components. Equations (20) and (21) imply that all the components have a sensitivity coefficient of unity. The combined standard uncertainty, u_c , was calculated assuming that all the listed uncertainty components have a sensitivity coefficient of unity.

Table 7 – Example measurement uncertainty budget for common components of a SIL measurement result evaluated from Equation (20)

Source of uncertainty or quantity X_i	Value dB	Probability distribution	Divisor	Sensitivity	u_i dB	Note ^a
VNA characteristics affecting ΔV measurements	0,18	Normal	2	1	0,09	(N8)
Cable attenuation variation due to temperature or flexing	0,15	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,09	(N9)
ΔV measurement repeatability	0,04	Normal	1	1	0,04	(N6)
Combined standard uncertainty, u_C					0,13	(N7)
Expanded uncertainty, U ($k = 2$)					0,26	

^a Numbered notes are as given by the numbered items in E.2.

7.3 Basic equations for the calculation of AF from SIL and SA measurements

7.3.1 Antenna factor from SIL measurements

Antenna calibration is a process to derive an accurate estimate of the AF from measurements of the site insertion loss or site attenuation. The relationship between the AF and the SIL or SA is introduced in this subclause. The rationale for the equations is briefly described in Annex C. Basic equations are given in 7.3.2 and 7.3.3, and simplified versions of these are given in 7.4.1.1 to 7.4.3 for each calibration method.

In general, uncertainty values in this standard are tabulated using the maximum value in a given frequency range; each calibration laboratory could subdivide the frequency range, to show where lower uncertainties are achievable in any frequency sub-ranges.

7.3.2 Relationship of AF and SIL for a free-space calibration site

At a free-space calibration site, where the ground-reflected wave and any other source of reflection is negligible, the site insertion loss is measured between the two antennas accurately directed toward each other, as shown in Figure 7. The site insertion loss for this antenna pair set-up can be expressed as in Equations (22) to (24).

$$A_i(i, j) = F_a(i) + F_a(j) + K(i, j) \text{ in dB} \quad (22)$$

where the coefficient $K(i, j)$ is expressed as

$$K(i, j) = 20 \lg \left(\frac{39,8}{f_{\text{MHz}}} \right) - 20 \lg [e_0(i, j)] \text{ in dB(m}^2\text{)} \quad (23)$$

The field strength parameter e_0 is given by

$$e_0(i, j) = \frac{1}{d} \text{ in m}^{-1} \quad (24)$$

where

$F_a(i)$ is the AF in dB(m⁻¹) of antenna i in its boresight direction;

$F_a(j)$ is the AF in dB(m⁻¹) of antenna j in its boresight direction;

f_{MHz} is the frequency in MHz;

d is the specified separation distance between the antennas, in m.

Equations (22) to (24) are derived theoretically in C.3.1, i.e. see Equations (C.15) to (C.19). The rigorous expression for $e_0(i, j)$ is given by Equation (C.17). Equation (23) can be expressed as:

$$K(i, j) = -20 \lg(f_{\text{MHz}}) + 20 \lg(d) + C \quad (25)$$

where C is equal to $20 \lg(39,8)$.

7.3.3 Relationship of AF and SIL for a calibration site with a metal ground plane

When the SIL is measured for a pair of antennas facing each other with polarization p above a metal ground plane, as shown in Figure 8, the SIL can be expressed in the following form:

$$A_i(i, j) = F_a(i | h_i, p) + F_a(j | h_j, p) + K(i, j | p) \text{ in dB} \quad (26)$$

with the coefficient $K(i, j | p)$ given by:

$$K(i, j | p) = 20 \lg \left(\frac{39,8}{f_{\text{MHz}}} \right) - 20 \lg [e_0(i, j | p)] \quad \text{in dB(m}^2\text{)} \quad (27)$$

where

$F_a(i | h_i, p)$ is the height-dependent AF of antenna i in $\text{dB(m}^{-1}\text{)}$ in its boresight direction (i.e. $\theta_R = 0$), where the antenna is elevated at a height h_i and oriented for polarization p ;

$F_a(j | h_j, p)$ is the height-dependent AF of antenna j in $\text{dB(m}^{-1}\text{)}$ in its boresight direction (i.e. $\xi_R = 0$), where the antenna is elevated at a height h_j and oriented for polarization p .

For horizontal polarization (i.e. $p = \text{H}$), the field strength parameter $e_0(i, j | p)$ in Equation (27) can be expressed as

$$e_0(i, j | \text{H}) = \left| \frac{e^{-j\beta R_{ij}}}{R_{ij}} - \frac{e^{-j\beta r_{ij}}}{r_{ij}} \right| \quad \text{in m}^{-1} \quad (28)$$

where

β is the angular wave number, $2\pi/\lambda$;

e base of natural logarithm; $e \cong 2,718$.

The propagation distances of the direct and ground-reflected waves, R_{ij} and r_{ij} , are given by:

$$R_{ij} = \sqrt{d^2 + (h_j - h_i)^2}$$

$$r_{ij} = \sqrt{d^2 + (h_j + h_i)^2} \quad (29)$$

where

d is the specified separation distance between the antennas, in m;

h_i, h_j are the heights of antenna i and antenna j .

Equations (26) and (27) have the same form as Equations (22) and (23), but differ by the inclusion of the $h_{i,j}$ and p parameters; Equations (26) and (27) are also given in C.3.2 as Equations (C.20) and (C.21). As mentioned in C.3.2, Equation (28) for $e_0(i, j | p)$ is based on the assumptions that the paired antennas have broad beamwidth radiation patterns, encompassing the direct and ground-reflected waves, and with nearly the same values of their respective AFs in the direction of specular reflection as those in their boresight directions [i.e. the condition described in 6.3.4 and given by Equation (C.23)]. The expanded form of Equation (28) is Equation (41) (see 7.4.1.2.1). Where the AF in the ground and boresight directions differ significantly, the rigorous expression for $e_0(i, j | p)$ given by Equation (C.22) (see C.3.2) should be used.

7.4 Equations for AF and measurement uncertainties using the TAM, SSM, and SAM

7.4.1 TAM

7.4.1.1 TAM at a free-space calibration site

7.4.1.1.1 SIL measurement basis

Antenna calibration employing the TAM requires three antennas (numbered as 1, 2, and 3) to form three antenna pairs, for which the SIL is measured. To determine the AF in the boresight direction, the paired antennas are arranged at a free-space calibration site, with their boresight directions precisely pointed to each other, as illustrated in Figure 9. A free-space environment can be created either by absorber lining, or with the antennas elevated at a large height above a metal ground plane. The antenna separation distance, d , shall be constant for all the antenna pairs. Using Equation (22), a set of three equations is obtained from the three measured values of the SIL (in dB), i.e. $A_i(2,1)$, $A_i(3,1)$, and $A_i(3,2)$:

$$\begin{aligned} A_i(2,1) &= F_a(1) + F_a(2) + K(2,1) \\ A_i(3,1) &= F_a(1) + F_a(3) + K(3,1) \quad \text{in dB} \\ A_i(3,2) &= F_a(2) + F_a(3) + K(3,2) \end{aligned} \quad (30)$$

$F_a(1)$, $F_a(2)$, and $F_a(3)$ are the AFs of the respective antennas in their boresight directions, in dB(m⁻¹). $K(i,j)$ is given by Equation (23).

In actual SIL measurements, antenna positioning and orientation may slightly change and differ from the specified conditions, therefore individual $K(i,j)$ shall be applied. From Equation (30), each AF can be determined from:

$$\begin{aligned} F_a(1) &= \frac{1}{2} [A_i(2,1) + A_i(3,1) - A_i(3,2) - K(2,1) - K(3,1) + K(3,2)] \\ F_a(2) &= \frac{1}{2} [A_i(2,1) - A_i(3,1) + A_i(3,2) - K(2,1) + K(3,1) - K(3,2)] \quad \text{in dB(m}^{-1}\text{)} \\ F_a(3) &= \frac{1}{2} [-A_i(2,1) + A_i(3,1) + A_i(3,2) + K(2,1) - K(3,1) - K(3,2)] \end{aligned} \quad (31)$$

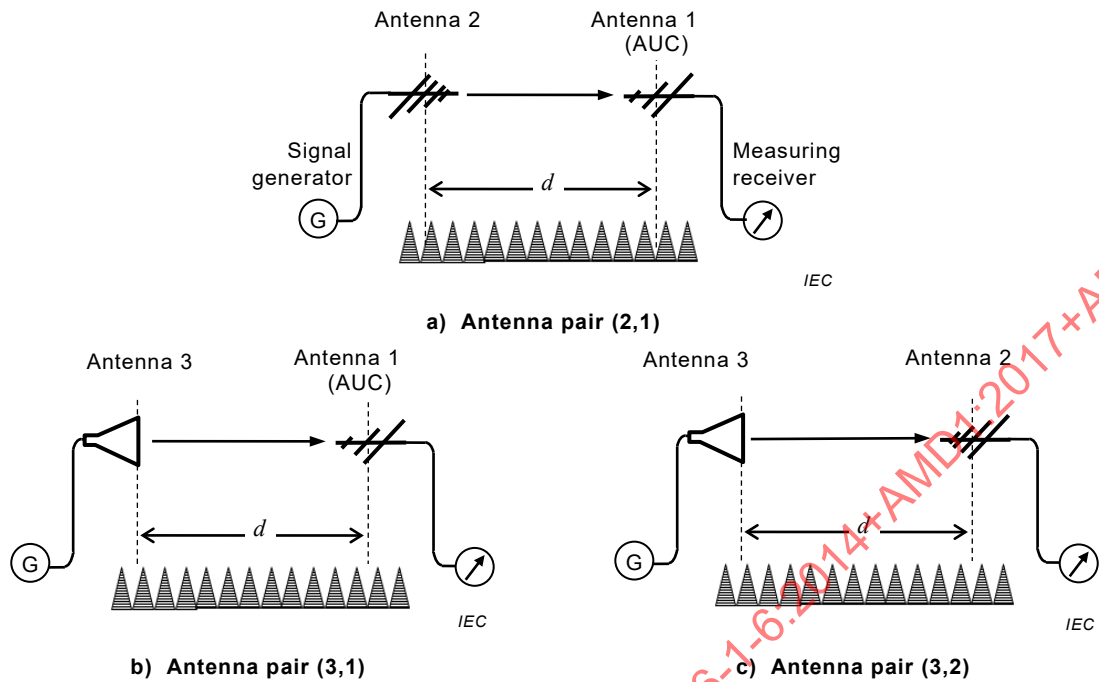


Figure 9 – Antenna set-up for the TAM at a free-space calibration site

7.4.1.1.2 Example uncertainty evaluation

The uncertainties that could result from inadequate information on the amplitude and phase of the radiation patterns, particularly for directive antennas, are avoided by using large heights, or absorber to minimize any reflection from the ground. Any residual reflection is included in an uncertainty term. This permits simpler equations to be used for antennas that illuminate the aperture of the opposing antenna with a uniform amplitude and phase distribution; see 3.1.2.4 CISPR 16-1-5.

Equation (31) involves a set of three equations, each of which can be expressed as:

$$F_a(i) = \frac{1}{2} [A_i(j,i) + A_i(k,i) - A_i(k,j) - K(j,i) - K(k,i) + K(k,j)] \quad \text{in dB(m}^{-1}\text{)} \quad (32)$$

Equation (32) yields a model equation for the uncertainty evaluation in the following form:

$$F_a(i) = \frac{1}{2} [A_i(j,i) + \delta A_i(j,i) + A_i(k,i) + \delta A_i(k,i) - A_i(k,j) - \delta A_i(k,j)] - \frac{1}{2} [K(j,i) + \delta K(j,i) + K(k,i) + \delta K(k,i) - K(k,j) - \delta K(k,j)] \quad \text{in dB(m}^{-1}\text{)} \quad (33)$$

where $\delta A_i(*,*)$ represents variation in the measured SIL caused by the deviations of the arrangement of the measuring instruments and facilities from the ideal ones, and $* = i, j, k$. The term $\delta K(*,*)$ represents changes in the coefficient $K(*,*)$ produced by the deviations of the antenna arrangement from the specified ones. Equation (33) yields the combined uncertainty as:

$$u_c^2[F_a(i)] = \frac{1}{4} \{u^2[A_i(i,j)] + u^2[A_i(k,j)] + u^2[A_i(k,i)]\} + \frac{1}{4} \{u^2[K(i,j)] + u^2[K(k,j)] + u^2[K(k,i)]\} \quad (34)$$

If the SIL measurement results $A_i(i,j)$, $A_i(k,j)$ and $A_i(k,i)$ each have the same associated standard uncertainty $u(A_i)$, and if the antenna set-ups are such that the same uncertainty $u(K)$ can be associated with $K(i,j)$, $K(k,j)$ and $K(k,i)$, then:

$$u_c^2[F_a(i)] = c_A^2 u^2(A_i) + c_K^2 u^2(K), \quad i = 1, 2, 3 \quad (35)$$

The coefficients c_A and c_K are the products of the sensitivity (i.e. 1/2) and the weighting (i.e. $\sqrt{3}$):

$$c_A = c_K = \frac{\sqrt{3}}{2} = 0,866 \quad (36)$$

The effects of the uncertainty sources described in the following paragraphs should be evaluated in terms of the SIL value, where Equation (36) shall apply as the sensitivity and weighting coefficient to calculate the combined standard uncertainty [25]. However, some sources can be evaluated in terms of the antenna factor. In this case, a sensitivity coefficient of unity shall apply, instead of Equation (36), as shown in Table 12 (see 9.3.3) for near-field effects.

For the combined standard uncertainty $u_c[F_a(i)]$ of Equation (35), the SIL measurement uncertainty $u(A_i)$ shall be evaluated for the uncertainty sources using:

$$u^2(A_i) = u_{\text{instr}}^2(A_i) + u_{\text{mismatch}}^2(A_i) + u_{\text{site}}^2(A_i), \quad i = 1, 2, 3 \quad (37)$$

where the standard uncertainty components are attributed to:

$u_{\text{instr}}(A_i)$	common uncertainty component attributed to measuring equipment and cables (see Table 7, 7.2.3);
$u_{\text{mismatch}}(A_i)$	antenna mismatch effects;
$u_{\text{site}}(A_i)$	unwanted effects of site imperfection and antenna masts.

The uncertainty $u(K)$ of Equation (35) shall be evaluated referring to a rigorous expression for $K(i,j)$ given by Equations (C.16) and (C.17) (see C.3.1). At minimum, the following uncertainty contributions in antenna positioning shall be involved in $u(K)$:

$$u^2(K) = u_{\text{dist}}^2(K) + u_{\text{angle}}^2(K) + u_{\text{pc}}^2(K) + u_{\text{pol}}^2(K) + u_{\text{near}}^2(A_i), \quad i = 1, 2, 3 \quad (38)$$

where the involved standard uncertainty components are related to:

$u_{\text{dist}}(K)$	separation distance (subscript “dist”) uncertainty, d ;
$u_{\text{angle}}(K)$	antenna orientation uncertainties, $\Phi(i)/\Phi(i \theta)$ and $\Phi(j)/\Phi(j \xi)$ (ratios of boresight AF to off-boresight AF; see C.3.1);
$u_{\text{pc}}(K)$	distance uncertainties in d due to the phase centres (subscript “pc”) of the antennas, that may be reduced by correction described in 7.5;
$u_{\text{pol}}(K)$	polarization (subscript “pol”) mismatch uncertainty;
$u_{\text{near}}(A_i)$	near-field effects and antenna mutual coupling, described in Annex C.

Some of the above uncertainties can be ignored depending on the antenna type and antenna set-up. Uncertainty related to the frequency setting is usually negligible.

7.4.1.2 TAM at a metal ground-plane site

7.4.1.2.1 Site insertion loss measurement

Antenna calibration using the TAM requires three antennas (numbered as 1, 2, and 3) to form three antenna pairs, for which the SIL is measured with the antennas positioned above a metal ground plane. In general, the ground plane influences the electrical characteristics of any antenna, such that the AF varies with antenna height. Therefore, each of the three

antennas shall be positioned at a specific height during the SIL measurements, as illustrated in Figure 10.

Based on Equation (26) (see 7.3.3), the height-dependent AF of each horizontally-polarized antenna can be determined from measured values of the SIL (in dB), i.e. $A_i(2,1)$, $A_i(3,1)$, and $A_i(3,2)$.

$$\begin{aligned} F_a(1|h_1, H) &= \frac{1}{2} [A_i(2,1) + A_i(3,1) - A_i(3,2) - K(2,1|H) - K(3,1|H) + K(3,2|H)] \\ F_a(2|h_2, H) &= \frac{1}{2} [A_i(2,1) - A_i(3,1) + A_i(3,2) - K(2,1|H) + K(3,1|H) - K(3,2|H)] \quad \text{in dB(m}^{-1}\text{)} \\ F_a(3|h_3, H) &= \frac{1}{2} [-A_i(2,1) + A_i(3,1) + A_i(3,2) + K(2,1|H) - K(3,1|H) - K(3,2|H)] \end{aligned} \quad (39)$$

where

$$K(i,j|H) = 20 \lg \left(\frac{39,8}{f_{\text{MHz}}} \right) - 20 \lg [e_0(i,j|H)] \quad \text{in dB(m}^2\text{)} \quad (40)$$

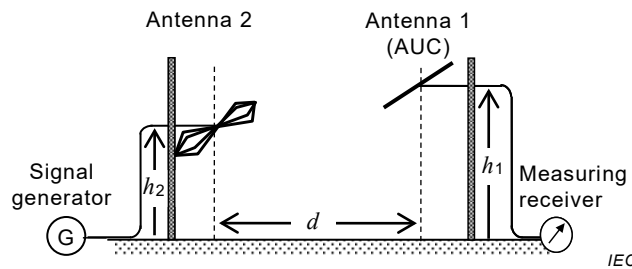
for $(i,j) = (2,1)$, $(3,1)$ or $(3,2)$. The field strength parameter $e_0(i,j|H)$ is calculated from a simplified expression of Equation (28) (see 7.3.3) as

$$e_0(i,j|H) = \left| \frac{e^{-j\beta R_{ij}}}{R_{ij}} - \frac{e^{-j\beta r_{ij}}}{r_{ij}} \right| = \frac{\sqrt{1 + (R_{ij}/r_{ij})^2 - 2(R_{ij}/r_{ij}) \cos[2\pi f_{\text{MHz}}(r_{ij} - R_{ij})/300]}}{R_{ij}} \quad \text{in m}^{-1} \quad (41)$$

with distances R_{ij} and r_{ij} defined by Equation (29) (see 7.3.3).

NOTE The three antennas may have different phase centres, for example when different models of LPDA antennas are calibrated together. In that case, the R_{ij} and r_{ij} will be different for each antenna pair, affecting the values of $K(i,j|H)$ in Equation (40).

The AUC is placed at height h_1 for which $F_a(h_1)$ is required. Antenna 2 and Antenna 3 are placed at the same height ($h_2 = h_3$), chosen so that a null is not produced [i.e. see Table B.1 and Table B.2 (B.4.2.1), and Table B.7 (B.5.2)]. The signal level shall not decrease by more than 6 dB below the signal maximum in the full height scan (see the definition of null in 3.1.1.19). The antenna geometry and frequency at which the null field occurs can be predicted using Equation (41). The separation d shall be sufficient, e.g. $d = 10$ m, such that the condition for radiation patterns in the last paragraph of 7.3.3 is met.



a) Antenna pair (2,1)

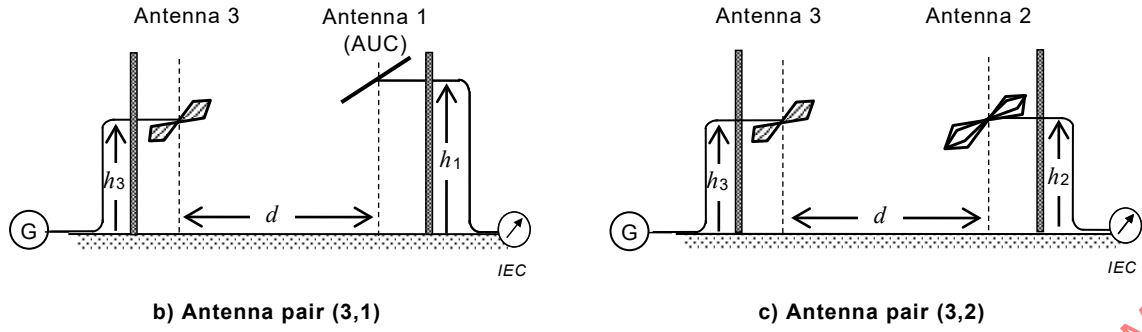


Figure 10 – Antenna set-up for the TAM at a calibration site with a metal ground plane

7.4.1.2.2 Uncertainty evaluation

Antenna calibration by the TAM at a calibration site with a metal ground plane requires three SIL measurements for different antenna set-ups depending on the antenna pair, as illustrated in Figure 10. Similarly to 7.4.1.1.2, if the SIL measurements of $A_i(2,1)$, $A_i(3,1)$, and $A_i(3,2)$ each have the same associated uncertainty $u(A_i)$, the combined standard uncertainty of the measured AF can be evaluated from the following equation:

$$u_c^2[F_a(i | h_i, H)] = c_A^2 u^2(A_i) + c_K^2 u^2[K(2,1|H)] + c_K^2 u^2[K(3,1|H)] + c_K^2 u^2[K(3,2|H)] \quad (42)$$

for $i = 1, 2$, and 3 , where the coefficient c_A is the product of the sensitivity (i.e. $1/2$) and the weighting (i.e. $\sqrt{3}$), and c_K is the sensitivity factor for K :

$$c_A = \frac{\sqrt{3}}{2} = 0,866 \quad \text{and} \quad c_K = \frac{1}{2} \quad (43)$$

The effects of the uncertainty sources described in the list below in this subclause should be evaluated in terms of the SIL value, where Equation (43) shall be applied as the sensitivity and weighting coefficient to calculate the combined standard uncertainty [25]. However, some sources can be evaluated in terms of the antenna factor; in this case, a sensitivity coefficient of unity shall apply instead of Equation (43), as shown in Table B.5 (see B.4.3.1) for near-field effects.

For the combined standard uncertainty $u_c[F_a(i | h_i, H)]$ of Equation (42), the SIL measurement uncertainty $u(A_i)$ shall be evaluated for the uncertainty sources as described for Equation (37).

Because the antenna set-ups for each of the three SIL measurements may differ, as shown in Figure 10, the uncertainty component $u[K(i,j|H)]$ in Equation (42) shall be evaluated for each antenna set-up using the rigorous expression for $K(i,j|H)$ given by Equations (C.21) and (C.22). At a minimum, the following uncertainties in antenna positioning shall be considered for $u[K(i,j|H)]$:

- separation distance uncertainty in d ;
- antenna height uncertainties in h_i and h_j ;
- variation in the AF for the boresight and the direct wave, $\Phi(i | h_i, H)/\Phi(i | \theta_R, h_i, H)$ and $\Phi(j | h_j, H)/\Phi(j | \xi_R, h_j, H)$ (ratios of boresight AF to off-boresight AF; see C.3.2);
- variation in the AF for the direct wave (distance R) and ground-reflected (distance r) wave, $\Phi(i | \theta_R, h_i, H)/\Phi(i | \theta_r, h_i, H)$ and $\Phi(j | \xi_R, h_j, H)/\Phi(j | \xi_r, h_j, H)$ (ratios of boresight (direct) AF to off-boresight (reflected) AF; see C.3.2);
- distance uncertainties in d due to the phase centres of the antennas, that may be reduced by a correction described in 7.5;

- f) polarization mismatch uncertainty;
- g) near-field effects and antenna mutual coupling, described in Annex C;
- h) unwanted effects of site imperfection and antenna mast.

The other symbols are defined in C.3. Accurate evaluation of the uncertainties listed above may be made by computer simulation for the actual antenna set-ups, or by using spreadsheet calculations for Equations (C.21) and (C.22).

Some of the above uncertainties can be neglected, depending on the antenna type and antenna set-up. Frequency is usually set very precisely, consequently the uncertainty related to frequency is negligible; see 7.4.3.2.

7.4.2 SSM

7.4.2.1 Site attenuation measurement

Antenna calibration employing the standard site method (SSM) in the frequency range from 30 MHz to 1 000 MHz, with the set-up shown in Figure 11, is very similar to the TAM performed at a metal ground plane (i.e. 7.4.1.2), except that the receive antenna is scanned in height. The antenna separation ensures that the antennas are in far-field conditions, and the antenna radiation patterns meet the condition in the last paragraph of 7.3.3.

The relevant parameters for choosing the appropriate height for the fixed-height and height-scanned antennas are mutual coupling with ground image, radiation pattern, and polarization (see 8.4.2 for a specific antenna set-up geometry). The measured SA, $A_s(i,j)$ in dB, is the minimum value of the SIL recorded during the height scan of the receive antenna. Based on the assumptions described in C.3.3, the antenna factor determined by the SSM is considered to be an estimate of the antenna factor as would be obtained in a free-space environment.

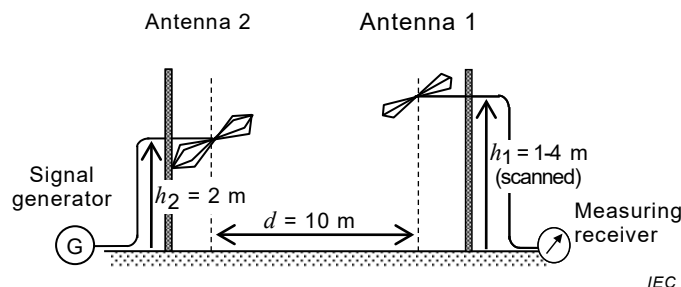
Similarly to as described in 7.4.1.2.1, the AF is determined from SA measurement results using:

$$\begin{aligned} F_a(1) &= \frac{1}{2} [A_s(2,1) + A_s(3,1) - A_s(3,2) - K_{SSM}] \\ F_a(2) &= \frac{1}{2} [A_s(2,1) - A_s(3,1) + A_s(3,2) - K_{SSM}] \quad \text{in dB(m}^{-1}\text{)} \\ F_a(3) &= \frac{1}{2} [-A_s(2,1) + A_s(3,1) + A_s(3,2) - K_{SSM}] \end{aligned} \quad (44)$$

where

$$K_{SSM} = 20 \lg \left(\frac{39,8}{f_{\text{MHz}}} \right) - 20 \lg [e_0(i,j|H)]_{\text{max}} \quad \text{in dB(m}^2\text{)} \quad (45)$$

The symbol $e_0(i,j|H)]_{\text{max}}$ denotes the maximum value of the field strength given by Equation (41), as observed for each frequency over the receive antenna height scan.



(a) Antenna pair (2,1)

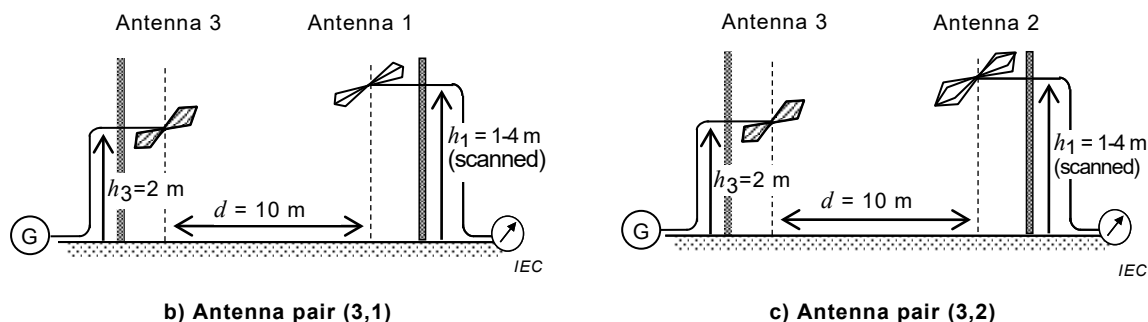


Figure 11 – Antenna set-up for the SSM

7.4.2.2 Uncertainty evaluation

The SSM is based on assumptions that the antennas involved in SA measurements are infinitesimal dipole antennas [62], with uniform radiation patterns in the H-plane, and that the AFs are constant in magnitude during the antenna height scan; see the discussion in C.3.3. These assumptions are generally not appropriate for EMC antennas that can have height-dependent AF and a non-uniform H-plane pattern. There will be additional uncertainty in the case that three biconical antennas with different balun types are used in the calibration. Therefore, the AF determined by the SSM, when considered as a free-space AF, may have a higher uncertainty than the AF measured in a free-space environment (see also A.5).

Similarly as for the TAM described in 7.4.1.1.2, the combined standard uncertainty of the measured AF can be evaluated using:

$$u_c^2[F_a(i)] = c_s^2 u^2(A_s) + c_K^2 u^2(K_{SSM}) \quad (46)$$

for $i = 1, 2$ and 3 , where the coefficients c_s and c_K are the products of the sensitivity (i.e. $1/2$) and the weighting (i.e. $\sqrt{3}$):

$$c_s = c_K = \frac{\sqrt{3}}{2} = 0,866 \quad (47)$$

The effects of the uncertainty sources described in the list below in this subclause should be evaluated in terms of the SA value, where Equation (47) shall be applied as the sensitivity coefficient to calculate the combined standard uncertainty [21], [25]. However, some sources can be evaluated in terms of the antenna factor; in this case, a sensitivity coefficient of unity shall be applied instead of Equation (47).

For the combined standard uncertainty $u_c[F_a(i)]$ of Equation (46), the SA measurement uncertainty $u(A_s)$ shall be evaluated for the uncertainty sources described for Equation (37).

For evaluation of the uncertainty $u(K_{SSM})$ in Equation (46), the uncertainties in antenna positioning listed in a) to e) shall be evaluated. In addition, the uncertainties related to the assumptions essential for the SSM listed in f) to k) shall be evaluated for $u(K_{SSM})$.

- a) separation distance error in d ;
- b) antenna height uncertainties in h_i ;
- c) antenna orientation uncertainties;
- d) distance uncertainties in d , attributed to uncertainties in the phase centres of the antennas, that may be reduced by a correction described in 7.5;
- e) polarization mismatch uncertainty;
- f) antenna factor height variation;

- g) nonuniformity in the radiation pattern in the H-plane; differences between the polarization-dependent directivities for the measurement antennas and an infinitesimal dipole; because reduced directivity can only reduce the measured SA, the calculated AF will be overestimated, therefore the uncertainty should only be applied as a reduction in AF, not as a $\pm$ factor;
- h) near-field effects and antenna mutual coupling, described in Annex C; antenna-antenna mutual coupling, especially in the case of resonant dipoles below 60 MHz; antenna mutual coupling with ground, giving AF variations versus height;
- i) unwanted effects of site imperfection and antenna masts;
- j) effects of the balun impedance, Z_0' ; Z_0' is described in C.2.1 and shown in Figure C.1;
- k) applicability of the correction factors and deviation of corrections from the generic correction factors in Table C.2 (see C.6.2).

Some of the above uncertainties can be ignored depending on the antenna type and antenna set-up. Uncertainty related to the frequency setting is usually negligible.

The uncertainties described in the list above are mutually dependent, and computer simulation is highly useful to evaluate the standard uncertainty associated with an estimate of K_{SSM} . Such a simulation necessitates the development and use of an appropriate measurement model relating K_{SSM} to the uncertainty quantities upon which it depends. Further, these quantities have to be characterized by probability distributions, from which random draws are made as the basis of the simulation.

For example, computer simulation concludes that for biconical antenna calibration, antenna factor height variation and near-field effects yield differences from F_a as much as 0,49 dB [21]. This conclusion is confirmed by the measurement results of one model of biconical antenna shown in Figure A.2 and Figure A.3 (see A.5).

Consequently, correction factors to use for biconical antennas have been specified in 8.4.3. To consider AF measured by the SSM as a free-space AF, an adjustment should be made to the standard uncertainty associated with AF measured by the SSM. This standard uncertainty should be augmented in quadrature with a standard uncertainty associated with approximating AF measured by the SSM as a free-space AF; see A.5 for the recommended adjustments.

7.4.3 SAM

7.4.3.1 Comparison between measured SIL results

The SAM requires a set of STAs having the AF accurately determined as a function of frequency. In addition, for the SAM performed at a metal ground-plane site, the STA antenna factor has to be precisely evaluated over the antenna height range that is used in the antenna calibration. The antenna set-up conditions for the TAM also apply to the SAM; see 7.4.1.1 for the set-up at a free-space site, and 7.4.1.2 for the set-up at a metal ground-plane site. The transmit antenna height h_2 in Figure 12 shall be chosen to avoid a null.

The output voltage V_{AUC} in dB(μ V) shall be measured for an AUC as arranged in Figure 12 a). Replacing the AUC with the STA at the same position h_1 , the output voltage V_{STA} in dB(μ V) shall be measured with the set-up as illustrated in Figure 12 b). The frequency and output level of the signal generator shall be kept constant during the measurements of $V_{AUC}(h_1)$ and $V_{STA}(h_1)$. From these measurements, the field strength incident on the AUC, $E(h_1)$ in dB(μ V/m), can be estimated from:

$$E(h_1) = V_{STA}(h_1) + F_a(STA | h_1, p) + a_C \text{ in dB}(\mu\text{V/m}) \quad (48)$$

where

$F_a(STA | h_1, p)$ is the AF of the STA in dB(m^{-1}) and

a_C is the loss of the connected cable in dB.

The height-dependent AF of the AUC, $F_a(\text{AUC}|h_1, p)$, is obtained as a function of the receive antenna height h_1 using the equation:

$$F_a(\text{AUC}|h_1, p) = E(h_1) - [V_{\text{AUC}}(h_1) + a_C] = F_a(\text{STA}|h_1, p) + [V_{\text{STA}}(h_1) - V_{\text{AUC}}(h_1)] \text{ in dB(m}^{-1}\text{)} \quad (49)$$

The STA shall have mechanical dimensions very similar to the AUC, therefore similar radiation patterns, as explained in 8.3.3. The SAM assumes similarity of the directivity-dependent AFs between the AUC and STA, that is:

$$F_a(\text{AUC}|\xi_R, h_1, p) - F_a(\text{STA}|\xi_R, h_1, p) = F_a(\text{AUC}|\xi_r, h_1, p) - F_a(\text{STA}|\xi_r, h_1, p) \quad (50)$$

The variables ξ_R and ξ_r (see Figure 12) are the incidence angles of the direct and reflected rays, respectively, relative to the boresight direction of the receive antenna.

When an antenna is horizontally polarized above a metal ground plane, its AF varies in magnitude with antenna height, especially for biconical, hybrid and dipole antennas in the frequency range below 300 MHz, as explained in C.6. Hence, to obtain the free-space AF, F_a , the antenna set-up shall be carefully chosen to reduce the effects of the ground plane below the desired level, either by using vertical polarization, or by placing the antennas sufficiently high above a ground plane. The F_a of an AUC can be obtained using Equation (51), where h_1 is the height at which the ground plane has negligible effect.

$$F_a(\text{AUC}) = F_a(\text{STA}) + [V_{\text{STA}}(h_1) - V_{\text{AUC}}(h_1)] \text{ in dB(m}^{-1}\text{)} \quad (51)$$

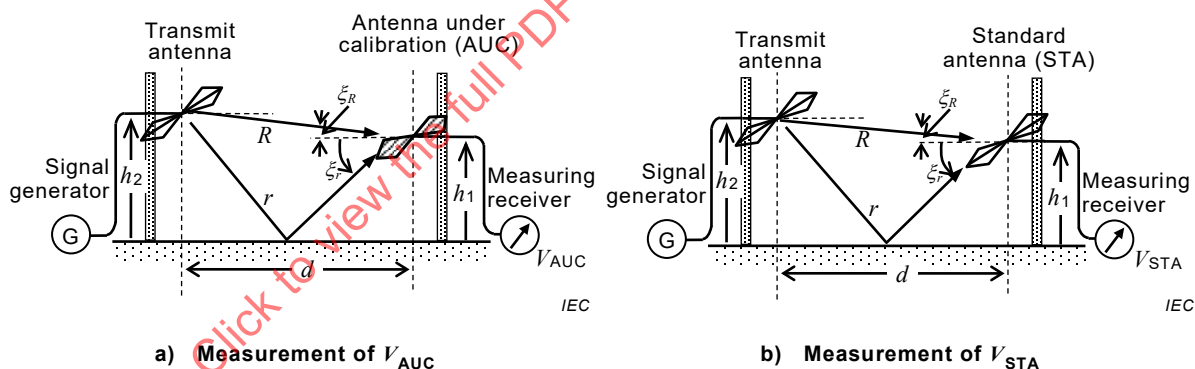


Figure 12 – Antenna set-up for the SAM at a calibration site with a metal ground plane

7.4.3.2 Uncertainty evaluation

From Equation (51), the combined standard uncertainty of the measured AF can be evaluated from:

$$u_c^2[F_a(\text{AUC})] = c_F^2 u^2[F_a(\text{STA})] + c_V^2 u^2[V_{\text{STA}}(h_1) - V_{\text{AUC}}(h_1)] \quad (52)$$

with the sensitivity coefficients

$$c_F = c_V = 1 \quad (53)$$

The effects of the uncertainty sources described in the list below in this subclause should be evaluated in terms of the SIL value or the received voltage, where Equation (53) shall apply

as the sensitivity coefficient to calculate the combined standard uncertainty [25]. However, some sources can be evaluated in terms of the antenna factor; even in this case, a sensitivity coefficient of unity shall apply.

In Equation (52), the standard uncertainty $u[F_a(\text{STA})]$ shall be evaluated from the uncertainty associated with calibration of the STA. In addition, the uncertainty contributions in items a) to d) shall be evaluated relating to applicability of $F_a(\text{STA})$ that is affected by differences between the STA set-ups in its calibration and those in AUC calibration [illustrated in Figure 12 b)]. Where a calibrated VNA is used in the measurements (see 7.2.3), the standard uncertainty $u[V_{\text{STA}}(h_1) - V_{\text{AUC}}(h_1)]$ shall be evaluated for the voltage difference measurements taking into account the uncertainty components described in Table 7 (see 7.2.3). In addition, the uncertainty contributions in items e) to l) shall be evaluated. If the STA has mechanical structures and dimensions very similar to the AUC, then contributions from items j) and l) will be minimal because the SAM is a substitution method. Uncertainty related to the frequency setting of the instrumentation is negligible for modern instruments whose frequency accuracy is better than one part in 10^6 .

- a) Orientation of the STA;
- b) polarization mismatch of the STA;
- c) unwanted effects of site imperfection and antenna masts on the STA;
- d) near-field effects and antenna mutual coupling, described in Annex C;
- e) impedance mismatch of the AUC and STA;
- f) orientation of the AUC;
- g) polarization mismatch of the AUC;
- h) difference in the distance, d , between the STA and AUC;
- i) difference in the height, h , between the STA and AUC;
- j) difference between the distance of the STA phase centre position from its reference position and that of the AUC; this difference is minimized by ensuring that the STA and AUC have similar dimensions (see 8.3.3);
- k) difference in unwanted effects of site imperfection and antenna masts in the STA and AUC measurements; when the AUC and the STA have similar mechanical dimensions and directional properties, this contribution is minimized;
- l) difference in coupling between AUC-to-ground plane versus STA-to-ground plane, and difference in coupling between AUC-to-transmit antenna versus STA-to-transmit antenna.

7.5 Parameters for specifying antenna phase centre and position

7.5.1 General

The TAM, SAM, and SSM are based on SIL measurements at a calibration site, with the basic test set-ups as shown in Figure 7 and Figure 8 (see 7.2.2). For set-ups based on the geometry of Figure 8, the antenna height, h , is defined as the height of the reference position (see 7.5.2.1) of the antenna above the ground plane. The quantity d is defined as the separation distance of the reference points of the two antennas when they are aligned along each other's axes. When the antennas are above a ground plane, possibly at different heights, d is the distance between the antennas as projected on the ground plane.

To achieve more accurate calibration of LPDA antennas, the separation distance d should be evaluated taking into account the phase centre positions, as explained in 7.5.2. If the phase centre position is not taken into account in the calculation of AF, an appropriate uncertainty shall be included in the uncertainty estimate of AF.

NOTE 1 When the antenna is covered by a radome that cannot be removed to determine dipole element lengths and positions, the location of the elements is determined using information supplied by the manufacturer; see also NOTE 2 in 7.5.2.2.

NOTE 2 In a radiated disturbance measurement, where AF is related to the mid-point of an LPDA antenna, a correction can be applied to the measured field strength to give the field strength at the required separation from the EUT; see A.6.2. If the correction is not applied, for an LPDA antenna of length approximately 0,6 m for example, at $d = 10$ m, the uncertainty is up to +0,3 dB with a maximum at 200 MHz, and up to –0,3 dB with a maximum at 1 000 MHz. At $d = 3$ m, the maximum uncertainty is approximately ± 1 dB.

For horn antennas, the separation distance d shall be measured between the plane that includes the front-most surface of the aperture of each antenna, and that is orthogonal to the line between the antennas. To achieve more accurate calibration of horn antennas, the separation d should be evaluated taking into account the phase centre positions, as described in 7.5.3.

7.5.2 Reference position and phase centres of LPDA and hybrid antennas

7.5.2.1 Reference position

For LPDA and hybrid antennas, the separation d shall be measured from the manufacturer's indicator mark on the antenna. In the absence of a mark, the mid-point between the shortest and longest dipole elements shall be used as the reference position.

NOTE For hybrid antennas, the longest element is the biconical (or bowtie) element. Where the entire operating range of the antenna is not being used, uncertainties related to uncorrected phase centres can be reduced by taking the mid-point between the dipoles whose lengths are closest to $0,9 \times \lambda/2$ at the upper and lower ends of the frequency range being measured.

7.5.2.2 Phase centres

Linear interpolation is used to estimate the phase centre position for frequencies between the resonant frequencies of the dipole elements at the upper and lower ends of the operating frequency range. To reduce uncertainty in the determination of F_a , the antenna separation, d , in the equations employed in the TAM (i.e. described in 7.4.1.1 and 7.4.1.2) may be replaced with the distance between the resonant elements, d_{phase} , given by:

$$d_{\text{phase}} = d + (d_{1f} - d_{1P}) + (d_{2f} - d_{2P}) \quad (54)$$

This discussion is in terms of the parameters for antenna 1 (shown at left in Figure 13); an equivalent analysis shall be applied for antenna 2 in terms of its parameters P2, d_{2f} , and d_{2P} . Other relevant parameters are shown in Figure 13. P1 is the manufacturer's mark, or the centre of each antenna, d_{1P} is the distance from the tip of antenna 1 to P1, and d_{1f} is the distance from the tip of antenna 1 to the phase centre position at frequency f .



The distance from the tip of the LPDA antenna to its phase centre, d_{1f} , is approximately given by Equation (55).

where

$d_{\min}$ and $d_{\max}$ are the distances from the minimum and maximum length dipoles to the antenna tip, respectively.

NOTE 2 Equation (55) is simplified to the following expression by assuming that the physical tip of the LPDA antenna coincides with the projected apex of a triangle.

In practice, the tip and the apex usually differ by a few centimetres, and the effect of this difference (typically less than 0,15 dB) is included in the measurement uncertainty budget.

An alternative simplified formula based on the antenna length and the frequency range is given by Equation (56). This is particularly applicable where the LPDA dipole elements are inaccessible inside a radome for which the element lengths required by Equation (55) cannot

be measured. In general radomes are used above 1 GHz, implying a short antenna and therefore limiting the uncertainty in the estimated location of the elements.

$$d_{1f \text{ radome}} = \frac{f_{\max}^{-1} - f^{-1}}{f_{\max}^{-1} - f_{\min}^{-1}} d_{\text{LPDA}} \quad (56)$$

where

$f_{\max}, f_{\min}$ are the maximum and minimum design frequencies of the antenna;

f is the frequency at which the correction is required;

d_{LPDA} is the estimated length of the active portion of the LPDA from $f_{\min}$ to $f_{\max}$.

For a range of d in m, the uncertainty in the SIL is $20\lg[(d + \Delta d)/d]$ where Δd is the estimated uncertainty in element position.

Historically, most LPDA antennas used in EMC testing have had the envelope of the dipole element lengths following a linear taper, but some hybrid antennas have a curved taper towards the tip, as illustrated in Figure 14 a), to improve antenna gain. For an LPDA antenna with the envelope of the element lengths following a curved taper, the method using Equations (54) and (55) produces significant uncertainties in the calculated phase centre position. To reduce the uncertainty, the phase centre position should be calculated using two separate taper segments. For this approach, a demarcation element is designated, which is the element positioned at a change in the taper slope of the antenna lengths. The portion between the tip of the antenna and the demarcation element is designated as segment A [see Figure 14 b)], and the portion from the demarcation element to the longest element is segment B [see Figure 14 c)].

The resonant frequency, f_d , based on the length of the demarcation element, l_d , is calculated using the equation:

$$f_d = \frac{0,9 \times 150}{l_d} \text{ in MHz} \quad (57)$$

The phase centre positions for frequencies higher than f_d lie in segment A, and frequencies lower than f_d lie in segment B. The values of $l_{\min}$, $l_{\max}$, $d_{\min}$ and $d_{\max}$ are then chosen based on the longest and shortest elements in the respective segments, as shown in Figure 14 b) and Figure 14 c). Equation (55) is used to calculate the phase centre positions for segments A and B, using the length parameters as defined in Table 8.

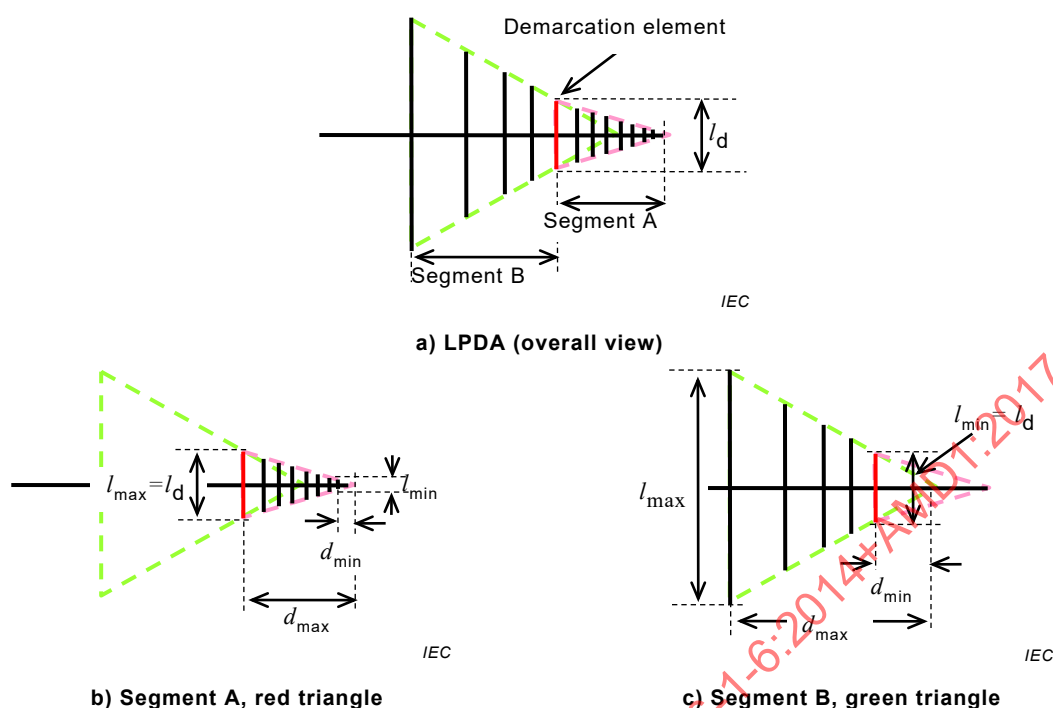


Figure 14 – LPDA antenna with a tapered curved geometry

Table 8 – Parameters used to determine phase centres of segments A and B

Segment A	
$l_{\min}$	Length of the dipole having minimum length
$l_{\max}$	Length of the demarcation dipole element
$d_{\min}$	Distance from the minimum length dipole to the antenna tip
$d_{\max}$	Distance from the demarcation dipole element to the antenna tip
Segment B	
$l_{\min}$	Length of the demarcation dipole element
$l_{\max}$	Length of the dipole having maximum length
$d_{\min}$	Distance from the demarcation dipole element to the antenna tip
$d_{\max}$	Distance from the maximum length dipole to the antenna tip

7.5.3 Phase centres of horn antennas

7.5.3.1 General

The AF of horn antennas is measured using a separation distance, d , as small as 1 m, between the front faces (apertures) of a pair of antennas. To accurately measure F_a , a larger separation is needed, giving a better plane wave condition (see 9.5). The uncertainty of F_a should be evaluated taking into account the separation distance and the phase centre positions. A formula to calculate the phase centre position for rectangular pyramidal standard gain horn antennas, for the parameters and geometry shown in Figure 15, is given in [49].

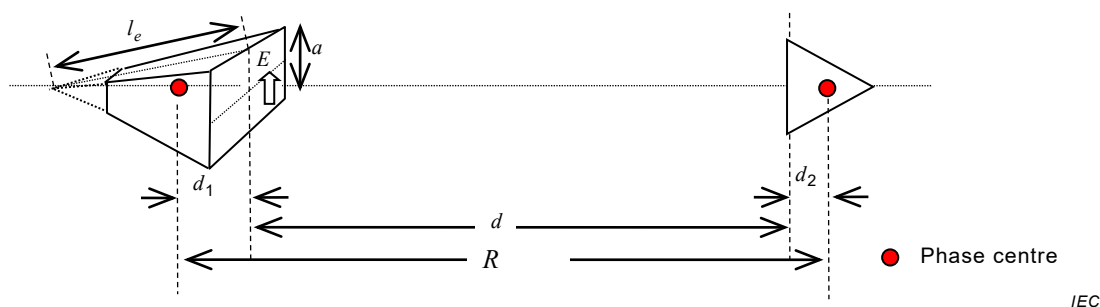


Figure 15 – Separation distance with respect to the phase centre of horn antennas (see [49] for details)

7.5.3.2 Experimental approach for phase centres of DRH antennas

Whereas the phase centres of standard gain horn antennas described in 7.5.3.1 are calculable, for double-ridged horn (DRH) antennas it is not as straightforward. The advantage of using DRH antennas is their operating bandwidth from 1 GHz to 18 GHz being much larger than that of standard gain horns. DRH antennas have a variety of structures that make their phase centre positions more variable.

An experimental approach, as described in this subclause, has been shown to provide a good approximation to phase centre position. This method applies to two identical antennas, because the combined phase centre is found, then halved to give the single antenna result. Antenna manufacturers are requested to specify the phase centre positions of their horn antennas.

NOTE 1 Computational simulation, requiring detailed information on each antenna structure, has been used to predict the phase centre location as determined from the phase pattern as reported in [30], but this approach is exploratory.

The received power is measured using the method described in 5.2.2 of CISPR 16-1-5:2014. The ratio $P(d)$, of the transmitted power, P_1 , to the received power, $P_2(d)$, as a function of antenna separation, d , is recorded. The antenna separation is measured between the apertures of a pair of DRH antennas of the same dimensions. The resulting data are normalized using the following steps, in terms of the parameters shown in Figure 16. The distance correction, d_x , is a useful measure of the phase centre of the antenna.

- Multiply the measured power ratios by the square of the sum of the separation distance and a distance correction term, d_x ; i.e. $P(d) \times R^2$, where $R = (d + d_x)$ in m, and d_x is an estimate of the phase centre distance.
- Calculate the square root of this quantity at each distance.

NOTE 2 If the estimate d_x is equal to the true phase centre distance d_1 shown in Figure 16, then the value of the square root becomes constant, regardless of the separation distance d , as is implied by Equation (58).

- Minimize the variation in this quantity from a straight line, using a least-squares process, by adjusting the distance correction, d_x .

$$\sqrt{P(d)R^2} = \sqrt{\frac{P_2(d)}{P_1}} R = \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right) \sqrt{g_a(1)g_a(2)} = \text{constant} \quad (58)$$

where

P_1 and $P_2(d)$	are the transmitted power and received power at a separation distance d ;
$g_a(1)$ and $g_a(2)$	are the realized gains (see C.2.1) of the transmit and receive antennas, respectively;

λ is the wavelength in m.

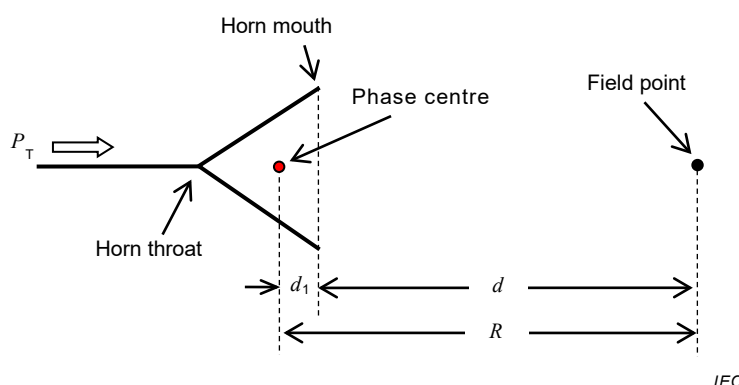


Figure 16 – Schematic of a DRH showing relative locations of field point and phase centre of the DRH

8 Details for TAM, SAM, and SSM calibration methods for frequencies of 30 MHz and above

8.1 General

The basic principles of the TAM, SAM and SSM are given in 4.3 and Clause 7, which mainly deal with the essential equations for AF. The instructions in 7.2 on the measurement of SIL and SA are the basis for measurement procedures in Clauses 8 and 9. Other general and specific details on these methods are given in Clause 8, and specific details on measurements of particular antenna types are given in Clause 9. A model equation, on which a measurement uncertainty budget is based, is derived in 7.4.1.1.2 and is an example of the procedure to be followed for other measurement uncertainty budgets in Clauses 8 and 9.

8.2 Considerations for F_a calibrations using TAM

8.2.1 General considerations

The measuring equipment shall meet the requirements specified in 6.2. The calibration frequency intervals are given in 6.1.1. The functional checks of an AUC described in 6.3 shall be performed prior to calibration. A measurement uncertainty budget for the measurement of F_a shall be prepared (i.e. see 4.4).

8.2.2 Calibration site and antenna set-up considerations for use with the TAM

The TAM involves making three SIL measurements for three antennas combined into three antenna pairs. The two antennas in a SIL measurement shall be sufficiently separated so as to be in each other's far field, and to reduce mutual coupling (i.e. see Figure C.5 in C.5). The calibration methods described below specify separation distances that fulfil these conditions.

NOTE Where a biconical antenna's specified frequency range starts at 20 MHz, EMC test laboratories commonly request calibration from 20 MHz. Provided that the manufacturer's specified frequency is from 20 MHz, and provided that the calibration site has been validated down to 20 MHz, the antenna can be calibrated by the TAM using at least 15 m separation. An advantage is that the self impedance dominates the mutual impedance, so horizontal polarization can be used with insignificant ground coupling in this frequency range.

It is essential to have a test site free of unwanted reflections, because the site insertion loss (SIL) will be distorted by any signals other than those directly between the two antennas, with the consequence that the uncertainty of F_a will be increased. Therefore the site shall meet the site validation criterion applicable to the calibration method. In the case of a calibration site with a ground plane, well-formed specular reflections from the ground plane are intended

signals and are accounted for in the calculation of AF. Validation methods for antenna calibration sites are given in CISPR 16-1-5.

When the TAM is used to calibrate antennas for which AFs are unknown, to select the appropriate calibration site to be used it is useful to know the frequency range and how directional the antennas are. A FAR or SAC can fulfil the requirements for directional antennas, because there is less signal directed at the five inner surfaces of the room, excluding the wall the antenna is facing, and therefore less reflection to perturb the measured results. However, for frequencies below 200 MHz, antennas are more omnidirectional, so it may be difficult to achieve the necessary suppression of reflections. Therefore, an open-area calibration site with a ground plane is recommended for frequencies below 200 MHz (see also A.1).

A near-perfect free-space environment for antenna calibration can be difficult to establish, both practically and economically, especially below 200 MHz. The two main unwanted effects that hinder achieving a free-space environment are: 1) the mutual coupling of wire antennas to their images in electrically conducting surfaces, and 2) reflections from surfaces, antenna supports and antenna cables. Refer to C.6 for some examples in which these effects are quantified. Refer to A.2.3 for ways to reduce the influence of antenna supports and cables.

Five ways to create the calibration site conditions to enable F_a to be measured with the TAM are as follows:

- a) By using a large height above the ground, such that the effect of the ground can be neglected or accounted for by an uncertainty term. The site shall not be covered with a weather-protection enclosure that causes reflections. This approach, described in 9.4.2, is useful to obtain F_a of LPDA antennas placed vertically polarized at a height of at least 4 m above the ground, using a separation distance of 3 m or less, such that ground-plane absorber is not required. For this approach, a non-metal ground plane allows lower antenna heights than a metal ground plane (see also A.1).
- b) By having a reflection-free upper hemisphere (half-space), and minimizing ground-plane reflections by placing absorber on the ground between the antennas, i.e. as described in 9.4.4. The use of a limited quantity of absorber at an outdoor site can be more cost effective than using a sufficiently-large anechoic chamber. This approach is suitable for the calibration of LPDA antennas.
- c) By using a FAR, i.e. as described in 9.5. This is the conventional approach for measuring directional antennas in the frequency range 1 GHz to 18 GHz. The minimum chamber size is a function of the AUC isotropic gain, its radiation patterns, maximum antenna-pair separation, and quality of absorber.
- d) By using vertical polarization for biconical antennas, to reduce the effect of mutual coupling to the ground plane, i.e. as described in 9.3.
- e) By using arithmetic-averaging of $F_a(h,p)$ over a height range of at least $\lambda/2$ above a ground plane, instead of creating a free-space environment. This approach is described in B.4 for calibration of biconical antennas, and is particularly useful for dipole antennas below 120 MHz, but a mast taller than 4 m is needed for frequencies below 50 MHz.

Measurement methods to determine F_a with the TAM are also adapted in this standard to include the reflection from a ground plane. Annex C gives information to help define the optimum antenna heights and separation distances to achieve acceptable uncertainties caused by antenna directivity and mutual coupling. F_a is measured in the following two ways utilizing a ground-plane site:

- Measurement of F_a by height scanning using the SSM, i.e. as described in 8.4.
- By using antennas positioned at a specific height above a ground plane, such that the height-dependent AF of a tuned dipole approximates to F_a in a free-space environment. The TAM is used for this approach, as described in B.5.3. These methods are particularly useful at outdoor sites at frequencies below approximately 120 MHz, where it can be uneconomical or impractical to use a sufficient amount of absorber on a ground plane, or

to construct a sufficiently large enough anechoic chamber. Examples of the antenna heights used for this F_a calibration method are listed in Table C.1 (see C.6.1).

8.2.3 Antenna parameters for a free-space environment or a ground-plane site

8.2.3.1 Considerations about antenna parameters for a free-space environment

The radiation pattern of antennas can be used to advantage to minimize the height required, and the quantity and quality of absorber needed, for a ground-plane site. For a certain height and separation (and with vertical polarization, enabling a further reduction in height), absorber will not be needed. The site validation methods of CISPR 16-1-5 are useful for the determination of the appropriate set-up of antennas and absorber.

An anechoic chamber can be used for the calibration of LPDA antennas, but due to the lower directivities of LPDA antennas compared to horn antennas, achieving the required reflectivity levels of the chamber will be more demanding; an alternative is the use of an elevated open site, as described in 9.4.

At frequencies above 500 MHz, the antenna separation used for calibration of LPDA antennas can be decreased, but this demands greater accuracy in the measurement of separation distance. The cross-polar performance of some LPDA antennas can be very poor at the upper end of the frequency range, depending on the antenna design (see 6.3.3).

8.2.3.2 Considerations about antenna parameters for a ground-plane site

At a ground-plane site, the antenna set-up parameters (d , h_i , h_j) shall be chosen, based on using Equation (41) (see 7.4.1.2.1) or Equation (C.24) (see C.3.2), ensuring that the receive and transmit antennas are at heights such that the signal is not in a field null; i.e. the signal minimum should be within 6 dB of the nearest signal maximum (see also 7.4.1.2.1, and the definition of null in 3.1.1.19). The calibration methods described in the following subclauses specify antenna heights that fulfil this condition.

Generally, antenna pairs are positioned to be aligned along their respective boresight axes. In a free-space environment, the TAM equations for calculating AF do not need to account for a radiation pattern term. In contrast, for a ground-plane site, the reflected signal of an antenna is not in the boresight direction, as shown in Figure 8 (see 7.2.2). Furthermore, when antennas mounted horizontally are height-scanned, the respective boresight directions will no longer be aligned in the vertical plane. The signal leaving the antenna in the direction of the ground will be weaker than the signal leaving the antenna in the direction of the paired antenna.

Example numerical values of radiation patterns are given in Figure C.11, Figure C.12 and Figure C.13 (C.7.2, C.7.3, and C.7.4) that can be used to estimate the uncertainty in AF caused by the deviation of the amplitude of the two signals from the boresight value. The TAM formulation in C.3.2 includes a radiation pattern term, given by Equation (C.22), which takes into account the deviation from boresight of the direct and reflected rays; however the approach requires knowledge of the amplitude and phase radiation patterns.

A practical solution is to minimize the angular deviation of the rays from boresight by using a large antenna separation, keeping the antenna heights to a minimum, and to account for the deviation from F_a by an uncertainty term. This assumes that the beamwidth is broad, such that the rays between the antennas and via the ground are at small enough angles relative to boresight that the decrease in signal is negligible, as described mathematically by Equation (C.23). This condition is a valid assumption for LPDA antennas at a separation of 10 m, where one antenna is at a height of no greater than 2 m, and the other at no greater than 2,7 m; see 8.4.2 for other details.

Dipole and biconical antennas are horizontally polarized for calibration, except when using 9.3. Because they have nominally uniform H-plane patterns, by removing the radiation pattern term, Equation (C.22) (see C.3.2) can be simplified to become Equation (41) (see 7.4.1.2.1).

Any ripple in the radiation patterns can be accounted for in the measurement uncertainty budget. A ripple is minor undulations from a smooth line or curve.

8.2.4 Validation of calibration method

Calibrating using the TAM rather than the SAM provides a check on the validity of the measurement results, provided that at least one of the antennas has prior independent measurement results. The difference between the TAM and SAM AFs indicates whether the calibration site and measurement procedures are adequate enough to achieve the desired uncertainties for the AF. If the difference is small, for example less than 0,3 dB, this comparison process also will assist identification and reduction of the largest uncertainty components in the measurement uncertainty budget, in view of the fact that the uncertainty values are often overestimated.

It may happen that an antenna sustains damage after being externally calibrated, but remains stable, so there could be a larger difference; in this uncommon event, this condition might only be discovered after checking other possible causes for the difference. In the more likely scenario that the antenna is not damaged, a larger difference could indicate mistakes that can easily occur, for instance, a poorly made cable connection, or setting the wrong power level leading to response compression. Consistency with historical data for the antenna factors of the two “paired” antennas used by the calibration laboratory is useful to gain confidence that the calibration of the AUC was correct.

Another way to check a measurement system in an anechoic chamber is to compare the measured free-space AFs of the same antenna in the anechoic chamber with results obtained at a CALTS. Good agreement between the results from the two sites, e.g. less than 0,3 dB, is a confirmation that both sites and their measurement systems and methods are satisfactory. See also 7.1 of CISPR 16-1-5:2014.

8.3 Considerations for F_a calibrations using the SAM

8.3.1 General considerations and calibration site for use of the SAM

Measurements of F_a by the SAM are described in this standard for both a free-space environment, and for sites utilizing a ground plane (see 4.3.5). The basic principle for the SAM is that a uniform field distribution over the aperture of an STA is produced by a transmit antenna. The field strength is measured by the STA, then the STA is substituted by the AUC, whose F_a is calculated from the known field strength and the output voltage of the AUC. F_a of the transmit antenna is not relevant, except that the radiation pattern has to be suitable to produce a uniform field distribution over the AUC and STA placed in the far-field of the transmit antenna. A sufficiently uniform field distribution is established when the appropriate site validation criteria also are fulfilled. In practice the field strength is not measured explicitly, but is bypassed by the use of Equation (51) (see 7.4.3.1).

Where horn antennas are not appropriate for use as an STA, i.e. usually for frequencies below 1 GHz, the calculable dipole is the most precise STA (i.e. see [11], [23], [26], [47], [52], [57] and CISPR 16-1-5). For a calculable dipole, F_a can be calculated both in free-space conditions and at any height above a perfect ground plane, in horizontal and vertical polarizations (see C.2 in CISPR 16-1-5:2014). To achieve low uncertainties of F_a , it is recommended to use a broadband calculable dipole antenna from 30 MHz to 1 GHz, as described in A.3.2 (see also Table A.1 of CISPR 16-1-5:2014). The other option is to use a broadband antenna, such as a biconical or LPDA, which has been calibrated by the TAM.

The calibration site shall meet the validation criterion in CISPR 16-1-5, as applicable for the relevant method of antenna calibration.

The measuring equipment shall meet the requirements specified in 6.2. The minimum set of F_a calibration frequencies is given in 6.1.1. A measurement uncertainty budget for the measurement of F_a shall be prepared; i.e. see 4.4 and 7.4.3.2.

8.3.2 Calibration procedures and antenna set-ups for F_a by the SAM

The SAM relies on having an STA (see also 3.1.1.10) with a known F_a . A SAM calibration involves making a SIL measurement between an AUC and a paired antenna. The AUC is substituted by the STA, and a second SIL measurement made. The F_a of the AUC is given by the difference in the two SIL results combined with the F_a of the STA [i.e. see Equation (51) in 7.4.3.1].

When substituting the AUC for the STA, provided that the substitution is made in the same physical space and the cable retains the same layout, the reflected signals from the cable and mast will be largely cancelled when the difference quantity ($V_{STA} - V_{AUC}$) is calculated. Special care shall be taken that the method is effective; i.e. to assess whether site, mast and cable reflections are sufficiently cancelled, F_a of the AUC should be compared to its F_a calibrated by an independent method, such as the TAM. For a given set-up, this procedure need only be performed once for each class of antenna (e.g. classical biconicals) to establish that the SAM antenna and site set-up are providing results with the expected uncertainty.

For the VP method of 9.3 utilizing a ground plane, there will be a field taper in the vertical plane, because the field is the resultant of direct and ground reflected signals. Therefore the STA and AUC shall have similar E-plane patterns over the angles relative to the transmit antenna, and relative to the region of specular reflection on the ground plane.

When the AUC and STA are mounted at a fixed height above a ground plane, the height-dependent AF, $F_a(h,p)$, is obtained, as described in 7.4.3.1. The paired antenna height, h_1 , shall be chosen to avoid a null as described in 7.4.1.2.1. Usually $F_a(h,p)$ is required only for horizontally-polarized biconical and dipole antennas (including hybrid antennas for the 30 MHz to 200 MHz frequency range), as described in B.4 (i.e. antennas whose H-plane patterns are sufficiently uniform for this purpose). The SAM can also be used to measure F_a for the conditions listed in Table 1 (see 4.5).

The set-ups for biconical and tuned dipole antenna calibrations using the SAM are as follows.

- a) Biconical antenna at ground-plane site—The use of vertical polarization minimizes the antenna coupling to the ground plane, and thus avoids the need for large antenna heights. This method is described in 9.3.
- b) Biconical antenna in a free-space environment created in a FAR—This method also applies to short dipoles, the broadband dipole (e.g. biconical) portion of hybrid antennas, and to tuned dipoles. A 60 MHz tuned dipole has a length of approximately 2,4 m, which may be the maximum accommodated for a typical sized FAR, therefore a CALTS may need to be used below 60 MHz. The method is described in 9.2.
- c) Tuned dipoles at a ground-plane site—At frequencies below approximately 120 MHz where it becomes uneconomical or impractical to use absorbers, or to build an anechoic chamber large enough to minimize the impact of the calibration test site, a CALTS is used. Methods to measure F_a are described in B.4.2 and B.5.2.

8.3.3 Parameters of the STA

The STA employed for F_a calibrations using SAM shall have existing free-space AF results as a function of frequency. The STA employed for $F_a(h,p)$ calibrations shall have existing AF results as a function of frequency and antenna height (i.e. see 7.4.3).

Ideally, the STA should be the same model of antenna as the AUC. However, if the same model is not available, the AUC and the STA shall have similar mechanical dimensions and directional properties. Also an uncertainty term (suggested value is $\pm 0,2$ dB) can be added to the measurement uncertainty budget for the AF of the AUC, to account for slight differences between the STA and the AUC. The magnitude of this uncertainty may be determined by alternative calibration methods, or numerical calculations. In this context, similar antenna dimensions imply also a similar antenna type, e.g. substituting a classical biconical AUC with a different model of biconical.

Provided that the illuminating field is uniform to within $\pm 0,5$ dB over the volume occupied by the AUC and STA (see also NOTE 1), a biconical AUC can be substituted by a broadband linear dipole antenna STA (see also NOTE 2). Because a wire dipole has a narrower bandwidth than a biconical dipole, a wire dipole STA that is too long may have a radiation pattern that deviates from cardioid shape at the higher frequencies of the AUC; consequently it is necessary to use more than one dipole to cover the full frequency range of the AUC. For example, an AUC that is a biconical antenna being calibrated for 30 MHz to 300 MHz, as the STA a calculable dipole antenna whose length is resonant at 60 MHz can be used to cover the range of 30 MHz to 100 MHz, and a dipole whose length is resonant at 180 MHz can be used to cover the range of 100 MHz to 300 MHz (see also Table A.1 of CISPR 16-1-5:2014).

The centre of the STA shall be substituted at the same position as the centre of the AUC to within a tolerance of ± 10 mm. A SAM set-up is illustrated in Figure 12 (see 7.4.3.1).

NOTE 1 For a large antenna separation, i.e. 10 m or more, the AUC and STA need not be dimensionally identical. For measurements at a ground-plane site an error in distance of 0,1 m over 10 m, for example due to the difference in phase centre between an AUC and STA at a given frequency, gives a change in signal strength of less than 0,1 dB. However, for reduced separation distances and increased height to separation ratios, to minimize uncertainties it becomes more important for the AUC and STA to be dimensionally equivalent, and preferably also to have the same design of antenna radiating elements.

NOTE 2 A dipole-like antenna extracts energy from an area exposed to the illuminating field larger than the planar area represented by the antenna's actual physical dimensions. A guideline for a half-wavelength dipole antenna is to ensure that the field is uniform in an area of $\lambda/2$ by $\lambda/4$, relative to the centre of the dipole.

In SAM calibrations, an LPDA antenna can be substituted with another LPDA antenna having a design based on the same logarithmic parameter, with a typical length, L_{LPDA} , of 0,55 m between the dipole elements that are most responsive at 200 MHz and 1 GHz (see also NOTE 3, and 7.5.2.1). For LPDA antennas measured in a free-space environment, at separations of greater than or equal to 2,5 m between their mid-points, the AUC and STA dimensions should differ by no more than 0,1 m relative to the length L_{LPDA} .

NOTE 3 Typical LPDA antennas used in EMC testing have a gain of around 6,5 dB, and an STA with similar gain is selected, rather than an LPDA antenna with gain of e.g. around 11 dB or more, i.e. with dipole elements spread out over nearly twice the length compared to a typical 6,5 dB gain LPDA antenna.

For the SAM, similar dimensions also implies similar radiation patterns, ensuring that the direct and ground reflected rays are combined in the same proportions, as required by Equation (50) (see 7.4.3.1).

8.4 SSM calibrations at a ground-plane site, 30 MHz to 1 GHz

8.4.1 General considerations and calibration site for SSM

The SSM (see also [13] and [61]) requires three antennas, used to make SA measurements for the three combinations of antenna pairs when positioned above the ground plane of a CALTS (see 7.4.2). The receive antenna is scanned in height, to find the maximum received voltage at each frequency; in general, the maximum received voltage will occur at a different height at each frequency. The SSM is based on the formulation in [62], in which an ideal calibration site and infinitesimal dipole antennas are assumed. The SSM is intended to provide free-space AF (F_a) for an AUC. As explained in A.5, AFs obtained from the SSM potentially have higher measurement uncertainties than do results obtained using other TAM or SAM measurements described in this standard.

Equations (17) and (44) (7.2.2 and 7.4.2.1) are used to derive AFs. The SSM differs from the TAM in that the TAM uses measurements of SIL with fixed antenna heights, whereas the SSM determines the minimum SIL using a series of measurements over a specified height-scan range of the antenna.

Measurements for the SSM shall be performed at a CALTS (see CISPR 16-1-5; see also the NOTE). Measuring equipment shall meet the requirements specified in Clause 6 of this standard.

NOTE A calibration site that has been validated with NSA measurements, as specified in ANSI C63.4-2003 [12] and ANSI C63.5-2006 [13] (also 5.4 of CISPR 16-1-4:2010/AMD1:2012), is an alternative to using a CALTS. For this case the acceptance criteria is measured NSA within ± 2 dB of the theoretical NSA for an ideal test site, and standard deviation of volumetric measurements within 0,6 dB (five or more locations are suggested). This method can have higher uncertainties than if using a site validated according to CISPR 16-1-5.

8.4.2 Calibration procedure for SSM

Three antennas of the same type shall be used; for example, for a biconical AUC, two other biconical antennas of similar size (see 8.3.3) and balun impedance, i.e. all 50 Ω or all 200 Ω (see A.5), and with the same frequency range, shall be used. To obtain free-space F_a using SSM, correction factors shall be applied, as described in 8.4.3.

For each antenna pair, an SA measurement shall be performed using the set-up shown in Figure 11 (see 7.4.2.1), with the two antennas separated by a distance d of 10 m or more, and horizontally polarized above a ground plane. One antenna is positioned at a height h_i of 2 m, and the height h_j of the paired antenna is scanned from 1 m to 4 m, as described in 8.4.3. Larger antenna heights may be used to reduce the uncertainty of F_a , which may be necessary at frequencies below approximately 100 MHz where the signal maximum occurs at a height above 4 m. Where F_a is a large value, i.e. reducing the sensitivity of the antenna, achieving a signal closer to the maximum will ensure a better SNR. For LPDA antennas operating above 200 MHz, the maximum signal is achieved with a height scan of 1 m to 2,7 m, which reduces measurement time.

NOTE A distance of more than 10 m gives smaller angles subtended from the antenna to the ground plane, and therefore reduces the uncertainty caused by the antenna radiation pattern of directive antennas, such as LPDAs; biconical antennas have uniform H-plane patterns.

8.4.3 Calculation of F_a

Site attenuation measurements shall be made for each of three antenna pairs, using the method of 7.4.2.1, with the set-ups shown in Figure 11 (see 7.4.2.1). From the measured site attenuation data at frequency f , the AFs $F_a(1)$, $F_a(2)$ and $F_a(3)$ can be determined using Equation (44).

The minimum value of K , i.e. K_{SSM} , is used for Equation (45) (see 7.4.2.1), which applies when the direct signal between the antennas is in phase with the ground-reflected signal (see also the NOTE in this subclause). The purpose of height scanning is to avoid errors that would otherwise occur when the signals are significantly out of phase, creating a measurement null (see 7.4.1.2.1). With h_i fixed, K_{SSM} is found by doing repeated calculations increasing h_j in small increments above 1 m, until the first minimum SIL is reached. The maximum height for h_j is conventionally 4 m.

NOTE The SSM is based on certain theoretical assumptions (i.e. see 7.4.2.2), thus in practice the F_a obtained, $F_{a,SSM}$, differs from the free-space AF given by the other methods in this standard by up to $\pm 1,2$ dB [i.e. see N18] in E.2].

To obtain F_a in free-space more accurately, correction factors for the effects listed in items f) to h) of 7.4.2.2 shall be applied for each type of antenna. The correction factors depend on the structure of the radiating elements of the antenna, and the input impedance of the balun or other coupling network connected to the radiating elements. In practice, several issues shall be taken into account: the impedance of the balun (especially for older designs, where typically the impedance is not specified in the data sheets), variation of the impedance of the balun with frequency (this occurs typically for high power rated baluns), and variations of the geometric properties of the antennas (each antenna variant needs a different numerical model).

For SSM biconical AFs, after the corrections are applied that take account of mutual coupling to the ground image, the results are brought closer to the free-space AF, typically to within $\pm 0,3$ dB. Dimensions based on classical biconical cage elements with one cross-bar (parallel to the balun pole, i.e. handle) are given in C.6.2, and can be used to create a NEC input file,

as given for example in [52]. The resulting correction factors, $\Delta F_{a,\text{SSM}}$, are given in Table C.2 (see C.6.2). The correction factors are applied as shown in Equation (59):

$$F_{\text{a}} = F_{\text{a,SSM}} - \Delta F_{\text{a,SSM}} \quad (59)$$

8.4.4 Uncertainties of F_2 obtained using SSM

Uncertainty shall be evaluated for antenna calibration using the SSM according to 7.4.2.2. Table 9 gives an example measurement uncertainty budget, where the sensitivity and weighting coefficients c_i are determined using Equation (47). If the corrections listed in Table C.2 (see C.6.2) or in [13] are applied, the term “Deviation from free-space F_a ” in Table 9 shall be replaced by uncertainty terms that account for any uncertainties related to the application of the corrections. For example, if a generic correction for ground coupling of a biconical antenna is applied, an uncertainty term shall be added that accounts for deviations that occur amongst many different proprietary models of biconical antennas.

Table 9 – Example measurement uncertainty budget for F_a of a horizontally-polarized biconical antenna measured by the SSM

Source of uncertainty or quantity X_i	Value dB	Probability distribution	Divisor	Sensitivity	u_i dB	Note ^a
Common uncertainty component in SA measurement	0,26	Normal	2	$\sqrt{3}/2$	0,11	see Table 7 (7.2.3)
Repeatability of SA value	0,10	Normal	2	$\sqrt{3}/2$	0,04	N6)
Transmit antenna mismatch	0,16	U-shaped	$\sqrt{2}$	$\sqrt{3}/2$	0,10	N10)
Receive antenna mismatch	0,16	U-shaped	$\sqrt{2}$	$\sqrt{3}/2$	0,10	N10)
Insertion loss of the adaptor used in SA measurement	0,06	Rectangular	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	0,03	N11)
Effects of site and masts	1,0	Rectangular	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	0,5	N12)
Antenna separation error	0,05	Rectangular	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	0,03	N13)
Antenna height error	0,03	Rectangular	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	0,02	N14)
Antenna orientation error	-	Rectangular	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	-	N15)
Polarization mismatch	-	Rectangular	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	-	N16)
Effects of phase centre position	-	Rectangular	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	-	N17)
Deviation from free-space F_a	0,5	Rectangular	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	0,25	N17)
Combined standard uncertainty, u_c , for $F_{a,SSM}$ used as F_a					0,59	
Expanded uncertainty, U^b ($k = 2$)					1,18	

SSM at a CALTS: see Figure 11 (7.4.2.1), $d = 10$ m, $h_i = 2$ m, $h_j = 1$ m to 4 m (scanned).

^a Numbered notes are as given by the numbered items in E.2.

^b If the major uncertainty components in this table do not follow a normal distribution function, the expanded uncertainty should be evaluated using a computer simulation such as Monte-Carlo method. However, this table shows the combined standard uncertainty given by the RSS calculation, because some calibration laboratories may not routinely perform Monte-Carlo method simulations.

9 Calibration procedures for specific antenna types for frequencies of 30 MHz and above

9.1 General

When following the measurement procedures in Clause 9, it is essential to also apply the relevant instructions in 7.2 and Clause 8. See also the general considerations for the TAM, SSM, and SAM in 4.3.

9.2 Calibrations for biconical and hybrid antennas in a free-space environment for 30 MHz to 300 MHz, and tuned dipoles for 60 MHz to 1 000 MHz

9.2.1 General considerations and calibration site requirements

The recommended calibration site is a FAR; a SAC or a CALTS can also be used where the effects of a ground plane and surrounding reflecting objects are minimized using RF absorbers. The relevant provisions for the site acceptance criterion in CISPR 16-1-5:2014 are Clause 4 for a CALTS or SAC, and 5.3.2 for a FAR. The antenna set-up shall be determined taking into account the effects of antenna-to-antenna proximity coupling, as described in C.5. Absorber that is effective from 30 MHz to about 150 MHz may be costly; alternatively, a free-space environment can be obtained by positioning the antennas at sufficient heights above a ground plane. In the latter case, the provisions of 9.4.2 for the site acceptance criterion can be used. For the SAM, for which the site acceptance criterion is not as strict as for the TAM, a suitable FAR is one lined with ferrite tiles and hybrid absorber and that meets the validation criterion of 5.3.2 of CISPR 16-1-5:2014.

NOTE A calibration site that is only used as a free-space environment does not need a metal ground plane; a metal ground plane gives the worst case reflection condition compared to uncovered soil (e.g. an open field).

The general conditions of 6.2 apply to the measuring equipment.

9.2.2 Calibration procedure and antenna set-up for use with the SAM

The SIL shall be measured using the set-up as illustrated in Figure 7 (see 7.2.2). F_a is calculated as described in 7.4.3.1 with Equation (51), ignoring the function argument “(h)” because all measurements are made in free-space conditions. Calibration by the SAM is also described in 9.3, 9.4.3, 9.5.2, B.4.2 and B.5.2.

For a biconical AUC, the STA shall be a calibrated biconical antenna of similar dimensions; see 8.3.3. The paired antenna shall be a biconical antenna whose centre shall be at a distance $d \geq 4$ m from the centre of the AUC.

NOTE See 7.1 in CISPR 16-1-5:2014 for the rationale for a reduced antenna separation relative to the wavelength.

The choice of the absolute value of d is not critical; rather, what is important is that the STA is substituted precisely in the same position as the AUC. A small value of d increases the strength of the antenna-to-antenna coupling relative to the reflections from the boundaries of the calibration site. A large value of d reduces the uncertainties due to differences in positions and dimensions of the AUC and STA, however a larger FAR or better absorber is required. The position of the paired antenna and cable shall not deviate during the calibration.

A hybrid antenna is a hybrid of a biconical antenna and LPDA antenna, albeit the appearance of the biconical antenna portion can differ markedly from a classical biconical antenna. The fact that the length of the “biconical” element is short compared to a wavelength allows the use of a conventional biconical STA to calibrate the hybrid AUC below its transition frequency (see 6.1.2).

There are two different procedures for calibrating hybrid antennas by the SAM. The simplest procedure, and with the lowest uncertainties, is to use an STA of the same model; this approach is particularly suitable for antenna manufacturers. If the model of the STA is different but similar to the AUC, the uncertainties may be larger, but can be reduced by increasing the separation distance between the STA/AUC and the paired hybrid antenna, as explained in the preceding paragraphs. Using Equation (51) (see 7.4.3.1), provided that the antenna set-up, including cable layout, is not disturbed when the STA is substituted by the AUC, the reflections from the site, mast and cable will largely cancel. The more similar in design the STA is to the AUC, and the more similarly they are positioned, the more the reflections will cancel.

An alternative procedure is to calibrate a hybrid antenna using two separate measurements. The advantage is that a classical biconical as an STA is easier to calibrate with low uncertainties rather than the biconical part of a hybrid as an STA. Substituting the “biconical” part of the hybrid AUC with the biconical STA, the method of 9.3 can be used for the frequency range up to the transition frequency (see 6.1.2). For the frequency range above the transition frequency, i.e. for the LPDA part of the hybrid AUC, the methods of 9.4 can be used; especially the methods of 9.4.3 and 9.4.4 may be more suitable for the precise positioning of these larger antennas.

For the calibration of tuned dipoles from 60 MHz to 1 000 MHz, the lowest uncertainty is achieved when the STA is a calculable dipole, or a reference tuned dipole. The STA and the AUC occupy the same position in space and therefore are illuminated by identical fields, so the AF of the STA is simply transferred to the AUC. If a FAR is large enough, and the absorber is effective down to 30 MHz, it is possible to calibrate antennas from 30 MHz in a FAR. However if a FAR is not large enough, use of the methods of B.5 on a CALTS is recommended. A calculable broadband antenna can be used as the STA. For example, a dipole that is resonant at 60 MHz can be used to cover the range 30 MHz to 100 MHz, and a dipole whose length is resonant at 180 MHz can be used to cover the range 100 MHz to 300 MHz; there is likely to be a small increase in uncertainty (less than 0,2 dB) because of the difference relative to the length of the AUC.

The AUC and STA shall be mounted horizontally polarized with the rear element of the antenna at least 1 m in front of the vertical section of a dielectric mast, and the cable shall extend at least 1 m horizontally behind the antenna before routing vertically to the ground, or routed horizontally through a small hole or bulkhead connector in the chamber wall. The reference point for a biconical antenna is its centre, and for a hybrid antenna it is the longest element (biconical or bowtie).

9.2.3 Uncertainties of F_a determined by the SAM

Uncertainty components and example uncertainty magnitudes are described in 7.4.3.2, and shown in Table 10 (biconical) and Table 11 (dipole). The first term is the uncertainty in SIL, which is common to all antenna measurements. The sensitivity and weighting factors c_i listed are based on Equation (43).

Table 10 – Example measurement uncertainty budget for F_a of a biconical antenna measured by the SAM in a FAR over the frequency range 30 MHz to 300 MHz

Source of uncertainty or quantity X_i	Value dB	Probability distribution	Divisor	Sensitivity	u_i dB	Note ^a
Validation of an STA	0,35	Normal	2	1	0,18	N19)
STA mismatch	0,06	U-shaped	$\sqrt{2}$	1	0,04	N10)
STA orientation error	-	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	-	N15)
STA polarization mismatch	-	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	-	N16)
Site and masts affecting the STA in AUC calibration	0,3	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,17	N20)
Near-field effects and antenna mutual coupling	0,2	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,12	N21)
Common uncertainty component in $V_{STA} - V_{AUC}$ measurement	0,26	Normal	2	1	0,13	see Table 7 (7.2.3)
Repeatability of $V_{STA} - V_{AUC}$	0,10	Normal	2	1	0,05	N6)
AUC mismatch	0,16	U-shaped	$\sqrt{2}$	1	0,10	N10)
AUC orientation	-	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	-	N15)
AUC polarization mismatch	-	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	-	N16)
Distance difference between the STA and AUC measurements	0,03	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,02	N22)
Height difference between the STA and AUC measurements	-	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	-	N23)
Difference in phase centre positions	-	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	-	N17)
Difference in unwanted effects of site imperfection	0,2	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,12	N24)
Difference in antenna-ground plane coupling, and difference in transmit and receive antenna coupling	-	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	-	N21), N30)
Combined standard uncertainty, u_c					0,35	
Expanded uncertainty, U^b ($k = 2$)					0,70	

SAM in a FAR: see Figure 12 (7.4.3.1), $d = 5$ m, $h_1 = h_2 = 3$ m above absorbers.

^a Numbered notes are as given by the numbered items in E.2.

^b If the major uncertainty components in this table do not follow a normal distribution function, the expanded uncertainty should be evaluated using a computer simulation such as Monte-Carlo method. However, this table shows the combined standard uncertainty given by the RSS calculation, because some calibration laboratories may not routinely perform Monte-Carlo method simulations.

Table 11 – Example measurement uncertainty budget for F_a of a tuned dipole antenna obtained by the SAM in a FAR at a free-space calibration site, using a calculable tuned dipole as the STA in the frequency range above 60 MHz

Source of uncertainty or quantity X_i	Value dB	Probability distribution	Divisor	Sensitivity	u_i dB	Note ^a
Validation of an STA	0,15	Normal	2	1	0,08	N25)
STA mismatch	0,06	U-shaped	$\sqrt{2}$	1	0,04	N10)
STA orientation error	-	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	-	N15)
STA polarization mismatch	-	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	-	N16)
Site and masts affecting the STA in AUC calibration	0,7	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,40	N20)
Near-field effects and antenna mutual coupling	0,3	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,17	N21)
Common uncertainty component in $V_{STA} - V_{AUC}$ measurement	0,26	Normal	2	1	0,13	see Table 7 (7.2.3)
Repeatability of $V_{STA} - V_{AUC}$	0,10	Normal	2	1	0,05	N6)
AUC mismatch	0,10	U-shaped	$\sqrt{2}$	1	0,07	N10)
AUC orientation	-	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	-	N15)
AUC polarization mismatch	-	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	-	N16)
Distance difference between the STA and AUC measurements	0,03	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	-	N22)
Height difference between the STA and AUC measurements	-	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	-	N23)
Difference in phase centre positions	-	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	-	N17)
Difference in unwanted effects of site imperfection	0,2	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,12	N24)
Difference in antenna-ground plane coupling, and difference in transmit and receive antenna coupling	-	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	-	N21), N30)
Combined standard uncertainty u_c					0,49	
Expanded uncertainty, U^b ($k = 2$)					0,97	
SAM in a FAR: see Figure 12 (7.4.3.1), $d = 5$ m, $h_1 = h_2 = 3$ m above absorbers.						
^a Numbered notes are as given by the numbered items in E.2.						
^b If the major uncertainty components in this table do not follow a normal distribution function, the expanded uncertainty should be evaluated using a computer simulation such as Monte-Carlo method. However, this table shows the combined standard uncertainty given by the RSS calculation, because some calibration laboratories may not routinely perform Monte-Carlo method simulations.						

9.2.4 Antenna set-up for use with the TAM (alternative)

In general, biconical antennas shall be separated from each other by 10 m. The TAM calibration of biconical antennas requires insertion loss measurements for three independent antenna pairs, as described in 7.2.2 and 7.4.1.1.1. Using the measurement results, F_a shall be determined for each antenna using Equation (30) (see 7.4.1.1.1).

9.3 Calibration of biconical (30 MHz to 300 MHz) and hybrid antennas, using the SAM and VP at a ground-plane site

9.3.1 General considerations and calibration site requirements

This method applies to classical biconical antennas over the frequency range 30 MHz to 300 MHz, and to hybrid antennas over the frequency range 30 MHz to the transition frequency (see 6.1.2). The mutual coupling of a vertically-polarized biconical or hybrid antenna to its

ground plane image is negligible when the height of its centre above a large ground plane is $\geq 1,75$ m, as shown by Figure C.6 c) (see C.6.1). Therefore, F_a can be obtained with the antenna within easy reach of an operator at a fixed height. This method uses the principle of the ground-reflection range [31], and uses a monocone antenna to minimize the field taper across the vertical aperture of the AUC.

Ideally, the electromagnetic field distribution over the aperture of the AUC (and the STA being substituted) should be uniform in amplitude and phase; i.e. a plane wave should be incident on the antenna. A sufficiently uniform field over the vertical aperture of the AUC can be achieved by positioning a vertically-polarized monocone antenna at a distance ≥ 10 m from the AUC; 15 m distance and 2 m height are recommended for lower uncertainties (see also A.2.4). The calibration site shall be a CALTS, validated using the method of 4.7.3 of CISPR 16-1-5:2014 for VP. In addition, the uniformity of the field distribution shall be measured, as described in 4.9 of CISPR 16-1-5:2014. The field taper criterion of 4.9 of CISPR 16-1-5:2014 shall be met.

The general conditions of 6.2 apply for the measuring equipment.

9.3.2 Calibration procedure and antenna set-up

The SIL is obtained using VP as illustrated in Figure 17. The equations of 7.4.3 apply. If the STA is a calculable dipole, $F_a(\text{STA}|h,V)$ is used and calculated for vertical polarization; if the STA is a reference biconical antenna, its F_a is used.

The AUC is placed vertically polarized with its centre at a height of 1,75 m above a CALTS ground plane, and calibrated by substitution with a broadband calculable standard dipole antenna, or a biconical antenna with a precisely known F_a . Such a biconical antenna is considered an STA, and shall be similar (see 8.3.3) to the AUC.

NOTE The STA can be precisely calibrated by the SAM using a broadband calculable dipole antenna. Example broadband calculable dipole SIL results are given in Figure E.1 and Figure E.2 [see N19) of E.2], using two dipole elements resonant at 60 MHz and 180 MHz, respectively.

A vertically-polarized monocone antenna is placed at a separation of at least 10 m (see A.2.4 for dimensions of monocone and rationale of the method). This set-up of two antennas, shown in Figure 17, shall be centrally placed in the area of the ground plane (see A.2.4), to minimize edge diffraction effects.

The cable that is common to the AUC and STA shall extend horizontally for at least 5 m behind the antennas, before routing to the ground. Precautions shall be taken to minimize reflections from vertical antenna supports and cables; see A.2.3 for guidance. The AUC and STA shall be mounted at least 2 m in front of the vertical section of a dielectric mast, to reduce reflections.

The conditions for the set-up of the monocone antenna are less strict, provided that the antenna, its support and cable shall remain stationary during the calibration. The function of the monocone is to provide identical EM field conditions to the AUC and the STA. The distance of the monocone to the rear edge of the ground plane shall be more than 2 m, and the distance of the AUC and STA to the front edge of the ground plane shall be more than 5 m.

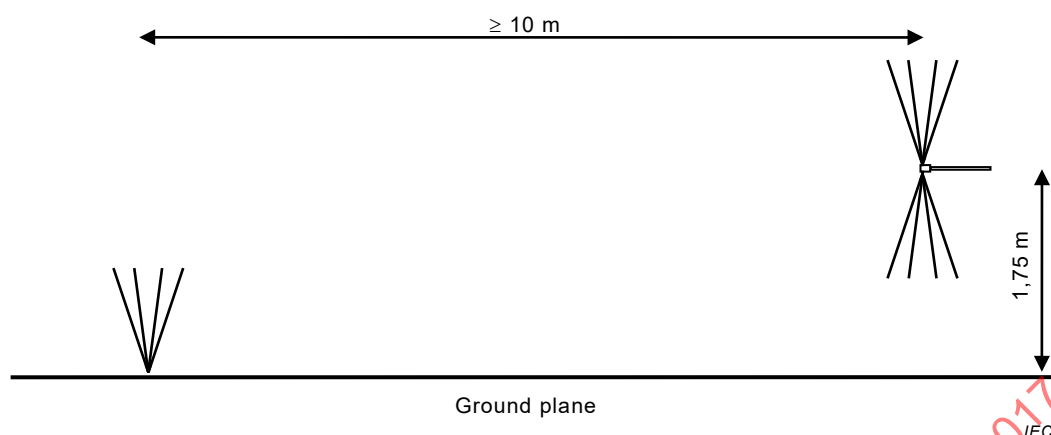


Figure 17 – Biconical antenna set-up for SAM using vertical polarization, showing the paired monocone antenna and an example collapsible-element biconical AUC

9.3.3 Uncertainties of F_a determined with the SAM

Uncertainty components and example uncertainty magnitudes are described in 7.4.3.2, and shown in Table 12. The first term is the uncertainty in SIL, which is common to all antenna measurements. The sensitivity coefficients listed, c_i , are based on Equation (53).

Table 12 – Example measurement uncertainty budget for F_a of a biconical antenna measured using the SAM for vertical polarization over the frequency range 30 MHz to 300 MHz

Source of uncertainty or quantity X_i	Value dB	Probability distribution	Divisor	Sensitivity	u_i dB	Note ^a
Validation of an STA	0,35	Normal	2	1	0,18	N19)
STA mismatch	0,06	U-shaped	$\sqrt{2}$	1	0,04	N10)
STA orientation error	-	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	-	N15)
STA polarization mismatch	-	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	-	N16)
Site and masts affecting the STA in calibration using VP	0,2	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,12	N26)
Near-field effects and antenna mutual coupling	0,2	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,12	N27)
Common uncertainty component in $V_{STA} - V_{AUC}$ measurement	0,26	Normal	2	1	0,13	see Table 7 (7.2.3)
Repeatability of $V_{STA} - V_{AUC}$	0,10	Normal	2	1	0,05	N6)
AUC mismatch	0,16	U-shaped	$\sqrt{2}$	1	0,11	N10)
AUC orientation	-	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	-	N15)
AUC polarization mismatch	-	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	-	N16)
Distance difference between the STA and AUC measurements	0,04	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,02	N28)
Height difference between the STA and AUC measurements	-	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	-	N29)
Difference in phase centre positions	-	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	-	N17)
Difference in unwanted effects of site imperfection	0,3	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,17	N24)
Difference in antenna-ground plane coupling, and difference in transmit and receive antenna coupling	-	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	-	N21), N30)
Additional components for hybrid antenna	0,3	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,17	N30)
Combined standard uncertainty, u_C :						
for biconical antenna					0,35	
for hybrid antenna					0,39	
Expanded uncertainty, U^b ($k = 2$):						
for biconical antenna					0,70	
for hybrid antenna					0,78	
SAM at a CALTS: see Figure 17 (9.3.2), $d = 10$ m, $h_1 = 1,75$ m, $h_2 = 0$ m above a metal ground plane.						
^a Numbered notes are as given by the numbered items in E.2.						
^b If the major uncertainty components in this table do not follow a normal distribution function, the expanded uncertainty should be evaluated using a computer simulation such as Monte-Carlo method. However, this table shows the combined standard uncertainty given by the RSS calculation, because some calibration laboratories may not routinely perform Monte-Carlo method simulations.						

9.4 Calibration of LPDA, hybrid, and horn antennas in a free-space environment, 200 MHz to 18 GHz

9.4.1 General considerations and calibration site for a free-space environment

An LPDA antenna, and the LPDA portion of a hybrid antenna, can be calibrated at a fixed height above the ground, with a set-up on an open-area calibration site as illustrated in

Figure 18 (see also Note 1 to entry in 3.1.3.2). This method applies for the frequency range 200 MHz to 18 GHz. A smaller antenna separation distance can be used at higher frequencies; a minimum distance of 2λ between resonant elements is recommended. Lower heights can be used for AUCs with higher directivities, and for set-ups with shorter separation distances. For most antennas used in EMC testing, the E-plane directivity is higher than the H-plane directivity, further supporting that a lower height can be used for vertically-polarized antennas. Horn antennas can be calibrated using this open-area calibration site set-up, with due care in aligning the antennas, using the technique described in 9.5.

There is a class of LPDA antennas designed to achieve a gain of around 11 dB, whereas 6,5 dB is the typical minimum gain for many LPDA antennas used in EMC testing. The higher gain is achieved by using a larger element spacing, and usually the array is doubled in length for a given frequency range. A larger antenna separation than suggested in 9.4.2.1 is required for calibrating these more directive LPDA antennas.

Because LPDA antennas have significant cross-polarized radiation, especially at the upper end of their frequency band, calibration using two horns as paired antennas is advised for lower uncertainties of F_a (see A.7). Below the transition frequency (see 6.1.2), hybrid antennas can be calibrated by the same method as for biconical antennas.

LPDA antennas are less sensitive than resonant dipole antennas to mutual coupling with their ground image and to ground reflections, e.g. as shown by data in C.5 and C.6. Therefore the antennas can be placed at manageable heights using typical antenna masts (see also A.6.1). The height required is determined by a height scan, as described in Clause 6 of CISPR 16-1-5:2014. The absolute height used for antenna calibration is not critical, and can be set with a tolerance of ± 50 mm relative to the height found in site validation; the height of each antenna of the pair shall be equivalent within a tolerance of ± 10 mm. If higher uncertainty can be accepted, lower heights can be used. Also, if the ground surface is non-metallic (e.g. soil), it may be possible to use a lower height; this depends on the dampness of the soil. The amount of uncertainty due to the ground reflection is evaluated by the site validation measurements.

A ground plane is not required, but the site shall be free of reflections from obstacles, following the same principles applicable to a CALTS, but it need not cover as much area as a CALTS. The site specification and validation procedure are given in Clause 6 of CISPR 16-1-5:2014.

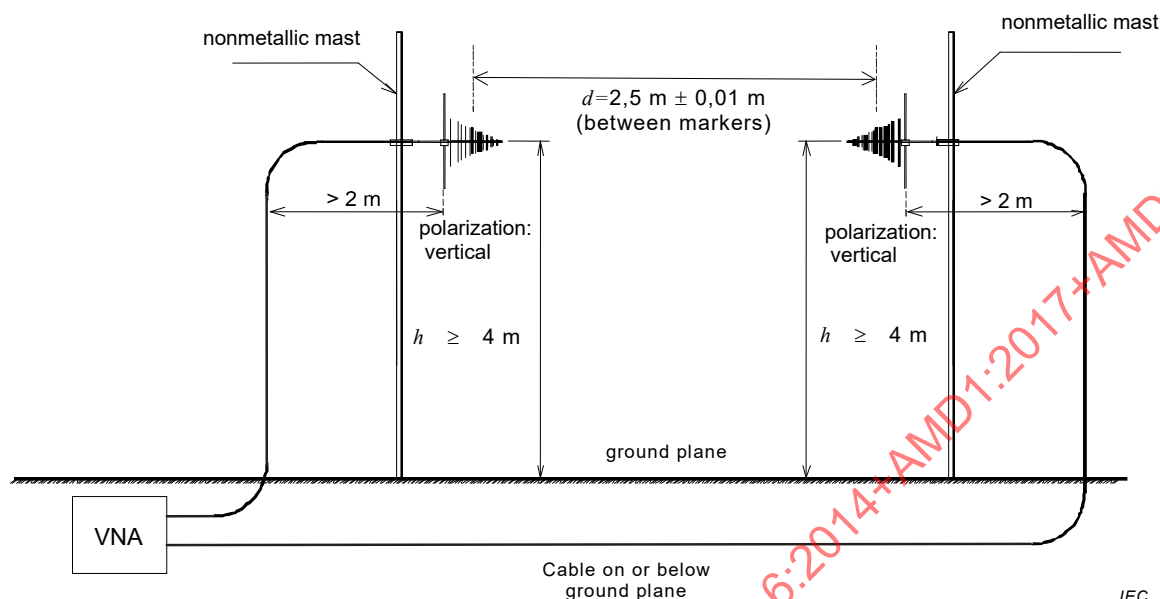


Figure 18 – Test set-up for the calibration of LPDA and hybrid antennas positioned at a large height

9.4.2 Calibrations using the TAM

9.4.2.1 Calibration procedure and antenna set-up for use with the TAM

SIL shall be measured for the following antenna arrangements. F_a is calculated as described in 7.4.1.1.1 with Equation (30), where d in Equation (54) (see 7.5.2.2) is the distance between the phase centres at each frequency.

The distance between the corresponding resonant elements for a pair of antennas shall be a minimum of 2λ , as explained in A.6.1. Assuming vertical polarization and LPDA antenna directivity in the E-plane greater than 6,5 dBi, and assuming a minimum frequency of 200 MHz, antennas with mid-points separated by a distance of 2,5 m shall be placed at a height of 4 m or more above the ground, to ensure that the ground reflected signal has an effect of less than $\pm 0,2$ dB on the SIL. For antennas with lower directivity, a larger height may be needed. This mid-point separation distance assumes that the length of the array that is most responsive from 200 MHz to its highest operating frequency is approximately 0,6 m, precluding use of this distance with the more directive LPDAs described in 9.4.1. The antenna separation shall be within a tolerance of ± 10 mm. The test operator shall define and note in the calibration report the mid-points of the antennas, and note the reference points on the antennas used to set the separation, e.g. the tips or the mid-points (see 7.5.2.1).

The distance between the two antenna fixtures can be measured accurately at the top of the mast using a remote-controlled laser distance meter mounted to the antenna fixture on one antenna mast, transmitting a laser ray to a reflector at the fixture on the other antenna mast.

The phase centre can be taken as the position of the resonant dipole element for its respective frequency, and by interpolation at intermediate frequencies. The AF is calculated using the equations in 7.4.1.1, and the phase centre corrections described in 7.5.2.2.

9.4.2.2 Uncertainties of F_a determined using the TAM

Uncertainty components and example uncertainty magnitudes are described in 7.4.1.1.2, and shown in Table 13. The sensitivity and weighting coefficients c_i listed are based on

Equation (36). There is uncertainty associated with polarization mismatch, especially for LPDA antennas at the upper end of their frequency range [20]. Where the value of the site imperfection term dominates the budget, an alternative assessment method for the expanded uncertainty is described in E.1.

Table 13 – Example measurement uncertainty budget for F_a of LPDA and hybrid antennas measured by the TAM at 4 m height for the frequency range 200 MHz to 3 GHz

Source of uncertainty or quantity X_i	Value dB	Probability distribution	Divisor	Sensitivity	u_i dB	Note ^a
Common uncertainty component in SIL measurement	0,26	Normal	2	$\sqrt{3}/2$	0,11	see Table 7 (7.2.3)
Repeatability of SIL value	0,10	Normal	2	$\sqrt{3}/2$	0,04	N6)
Transmit antenna mismatch	0,16	U-shaped	$\sqrt{2}$	$\sqrt{3}/2$	0,10	N10)
Receive antenna mismatch	0,16	U-shaped	$\sqrt{2}$	$\sqrt{3}/2$	0,10	N10)
Insertion loss of the adaptor used in SIL measurement	0,06	Rectangular	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	0,03	N11)
Effects of site and masts	0,2	Rectangular	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	0,10	N31)
Antenna separation error	0,03	Rectangular	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	0,02	N13)
Antenna height error	0,03	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,02	N32)
Antenna orientation error	-	Rectangular	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	-	N15)
Effects of phase centre position	0,18	Rectangular	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	0,09	N33)
Polarization mismatch	0,02	Rectangular	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	0,01	N16)
Near-field effects and antenna mutual coupling	0,2	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,12	N34)
Combined standard uncertainty, u_C					0,26 ^b	
Expanded uncertainty, U ($k = 2$)					0,52 ^b	
TAM at a CALTS: see Figure 18 (see 9.4.1), $d = 2,5$ m, $h_i = h_j = 4$ m above a metal ground plane.						
^a Numbered notes are as given by the numbered items in E.2.						
^b The derived uncertainty values are based on the assumption that effects of ground reflection is reduced to less than 0,2 dB as shown in this table by absorbers or by the antennas elevated at a sufficiently high position; otherwise an error of 0,27 dB may be introduced in SIL measurements by ground reflection as described in N31) of E.2.						

9.4.3 Antenna set-up for use with the SAM

The antenna set-up for use with the TAM, described in 9.4.2.1, can be applied to the SAM with the following adaptations.

As stated in 8.3.3, the effects of ground-reflected waves can be largely cancelled when the difference quantity, $(V_{STA} - V_{AUC})$, is calculated. For example, the antenna arrangement without absorbers shown in Figure 18 (see 9.4.1) can achieve an expanded uncertainty less than 0,8 dB.

The critical conditions for the SAM are that the STA has similar mechanical dimensions to the AUC, and that the STA is positioned in precisely the same position as the AUC, especially in the frequency range above 1 000 MHz.

9.4.4 Alternative antenna set-up for site with absorber on the ground

Alternatively, antenna pairs can be mounted at a lower height when absorber is placed on the ground in the region of specular reflection between the antennas. Figure 19 and A.6.1 describe the type and area of absorber. If preferred, antennas can be mounted horizontally

polarized (HP), which for some antenna mounting adaptors makes it easier to maintain the alignment of the pair of antennas along a common axis. A lower height of 2,5 m means that the antennas are within reach of the operator, and can be more easily fixed in place, aligned, and connected to cables; also, the antenna separation can be measured in situ, rather than by a more elaborate method for antennas elevated beyond easy reach of the operator.

Using HP reduces any errors caused by reflections from vertical masts and cables, especially at the lowest operating frequency. The site is validated using the method described in Clause 6 in CISPR 16-1-5:2014. Either the TAM or the SAM can be used for calibrations, following the principles in 9.4.2 and 9.4.3, respectively. Alternatively, the antennas can be calibrated in an anechoic chamber validated according to the method of 5.3.2 in CISPR 16-1-5:2014.

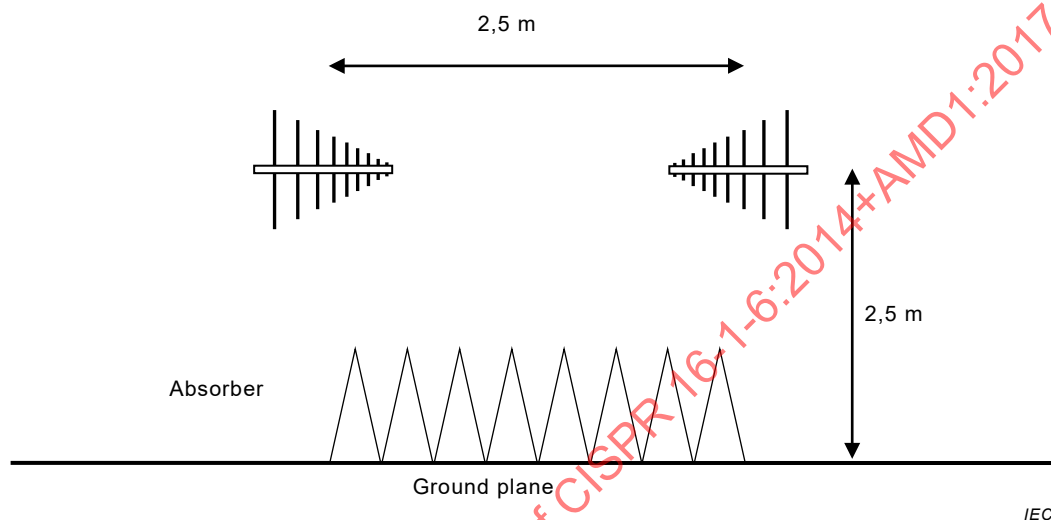


Figure 19 – Set-up for LPDA antennas above absorber

9.5 Calibration of horn and LPDA antennas in a FAR, 1 GHz to 18 GHz

9.5.1 Calibration using the TAM

9.5.1.1 General considerations

Directional antennas at frequencies of 1 GHz and above shall be calibrated using the TAM in a free-space environment ([14], [37]). Because LPDA antennas have significant cross-polarized radiation (i.e. see A.7), especially at the upper end of their frequency band, for lower uncertainties of F_a calibration using two horns as paired antennas is recommended. Because of the lower directivity of an LPDA, the FAR is validated using a horn-LPDA pair, i.e. see 5.2 of CISPR 16-1-5:2014.

While the basic requirements for antenna calibrations are described in Clause 7, information particularly applicable above 1 GHz is given in this subclause and in Annex D.

9.5.1.2 Calibration site

Regarding the quality of the measurement site, it is preferable to use a FAR. To achieve an uncertainty of ± 1 dB or less for horn antenna AFs above 1 GHz, a FAR with dimensions as small as for example 7 m by 4,5 m by 4,5 m, should be sufficient (see Clause 5 in CISPR 16-1-5:2014 for the site validation method).

Alternatively, the methods of 9.4 can be used, or a CALTS with absorbers placed on the ground between the antennas, provided that the site acceptance criterion same as used for a FAR is met. The ambient signals present at a CALTS, as well as losses due to relatively long cables, may require high signal levels to be transmitted; the requirements for permissible transmit signal levels established by local regulatory authorities also shall be observed.

9.5.1.3 Calibration procedures and antenna set-up for use with the TAM

First, the insertion loss of the cables connected via an adaptor is measured, as described in 7.2.2. It is critical that nothing in the measurement system changes between making the direct connection measurement and performing the subsequent antenna-connected measurements. If the measurement system is unstable, perhaps due to worn out cables or poor connections, then the subsequent measurements will be erroneous.

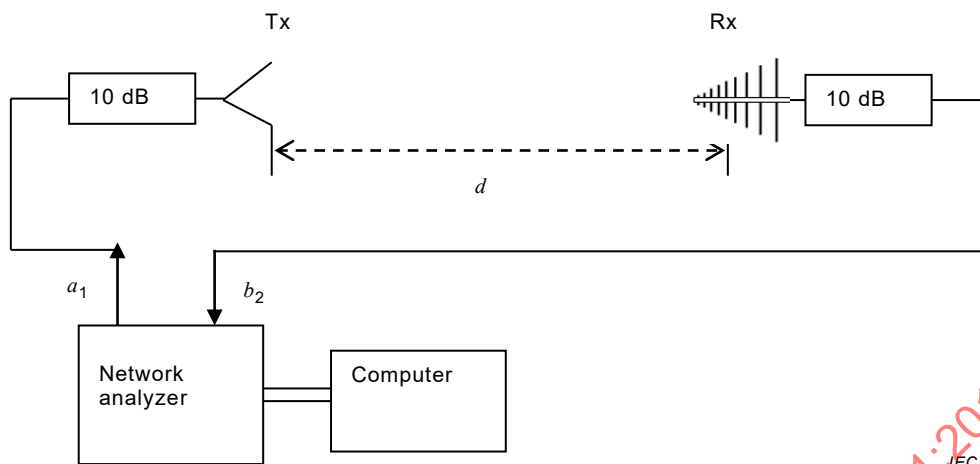
Care shall be taken to align the pair of horn antennas so that their principal axes are collinear. It is also important to ensure that the antennas are polarization matched. The antennas shall be aligned relative to each other's mechanical axis to within 5° (see the NOTE); the mechanical axis for a DRH is the side or centre-line of the internal waveguide ridge, and for an LPDA antenna the reference is the axis of the centre of the dipole elements. A schematic set-up is shown in Figure 20 for the antenna-pair transmission measurements, with the antennas separated by a distance d . Vertical polarization is preferred because the beamwidth in the vertical plane is narrower; therefore the measurement will be less affected by reflections from the floor, which typically is the closest surface to the antennas.

NOTE Some designs of DRH antenna (e.g. [38]) exhibit a shallow null (small decrease of received signal; see also 6.3.4) in the main lobe above 15 GHz. A misalignment of 1° in the H-plane can cause an uncertainty contribution of $\pm 0,3$ dB or more. The sensitivity of alignment in the H-planes and E-planes is determined to quantify the possible uncertainty contribution.

After measuring the insertion loss with the cables connected directly, the cables are connected to the antennas, and the antenna separation adjusted to the required distance. The most common separation distances for calibrations requested by EMC test laboratories are 1 m and 3 m. If a horn antenna is calibrated using two other horn antennas (pairwise measurements), the distance shall be set between the faces (apertures) of the horn antennas (see 7.5.3). If an LPDA antenna is calibrated using paired measurements with two horn antennas, the distance shall be set between the face of the horn antenna and the mid-point mark on the LPDA antenna; see 7.5.2 and 9.4.2 for other details.

After the three transmission measurements have been made, the direct-connection measurement shall be repeated, to ensure significant drift has not occurred in the measurement system, including connectors and cables, and to demonstrate that the measurement results are repeatable. The results of the two direct measurements shall vary by not more than the tolerance allowed (e.g. 0,15 dB), for the frequency range of interest.

Finally, the AF is calculated, using Equation (30) of 7.4.1.1.1 for the TAM.



NOTE The transmission coefficient S_{21} is given by b_2/a_1 , where a_1 is the outgoing signal from analyzer port 1 to the transmit (Tx) antenna, and b_2 is the incoming signal from the receive (Rx) antenna into analyzer port 2.

Figure 20 – Set-up for transmission measurements using a network analyzer

9.5.1.4 Uncertainties of F_a determined by the TAM

Using the method of 9.5.1.3, an uncertainty of less than ± 1 dB ($k = 2$) in AF measurement results above 1 GHz is achievable. As indicated in 7.4.1.1.2 and 7.5, the main uncertainty components are the determination of antenna phase centre at each frequency, reflections between the antennas, multipath interference in an anechoic chamber, measurement instrumentation, and the general characteristics of the AUC. A distorted radiation pattern [particularly above 15 GHz of some DRH flared waveguide designs; e.g. see Figure C.14 c) in C.7.5] will also contribute to the measurement uncertainty; this is important for the AUC as well as for the paired antennas.

The uncertainty associated with the instrumentation can be improved by choosing a low-VSWR signal source and measuring receiver, adding low-VSWR attenuators after antennas, and careful estimate of mismatch uncertainties.

The uncertainty associated with the instrumentation can be improved by choosing a high return loss signal source and measuring receiver [e.g. return loss > 20 dB (i.e. VSWR $< 1,22:1$)], and to antenna inputs adding attenuators with an intrinsic high return loss, e.g. 32 dB (i.e. VSWR $< 1,05:1$). Mismatch uncertainties should be carefully estimated.

Uncertainty components and example uncertainty magnitudes are described in 7.4.1.1.2 and shown in Table 14. The first term is the uncertainty in SIL which is common to all antenna measurements. The sensitivity and weighting coefficients c_i are listed referring to Equation (36).

Table 14 provides an example of a measurement uncertainty budget for antenna calibration above 1 GHz at 3 m separation distance in an anechoic chamber. Typically, EMC DRH antennas have higher measurement uncertainty than classical pyramidal standard gain horn antennas, due to the difficulty of locating the phase centre position for DRH antennas. This condition is due in part to strong mutual coupling, giving rise to standing waves between antennas with 1 m separation; an example of DRH gain is given in D.4. At 3 m separation the mutual coupling is much less, but still significant.

For Table 14, the reference plane of the horn antenna is chosen as the front face of the horn, and the phase centre is accounted for in the AF, as explained in 7.5.3.1. This assumes that the phase centre(s) of the paired antenna(s) used to calibrate the AUC are known. If the phase centres of the paired antennas are not known, the calibration laboratory can provide an estimate of the uncertainty in F_a of the AUC due to the unknown phase centre of the paired

antenna. If the paired antenna is a well-behaved classical standard gain horn, the variation of phase centre with frequency is small.

The phase centre position of a horn antenna is determined as described in 7.5.3. The phase centre for a LPDA antenna is determined by using Equation (55) (see 7.5.2.2). There is uncertainty associated with polarization mismatch, especially for LPDA antennas at the upper end of their frequency range [20].

As shown in Annex F, the mismatch uncertainty from the adaptor during the direct-connection measurement is estimated by using the expression:

$$M_{\text{dB}}^{\pm} = 20 \lg \left[1 \pm \left(2 |\Gamma_p| |S_{11}| + |\Gamma_p|^2 |S_{21}|^2 \right) \right] \quad (60)$$

where S_{11} and S_{21} are given in Table A.2 (i.e. typical type N adaptor characteristics; see A.8.3), and Γ_0 is the reflection coefficient of transmit (Tx) and receive (Rx) ports.

For EMC radiated disturbance measurements, the use of DRH antennas that have dips (i.e. shallow nulls) in the radiation pattern on boresight, e.g. above 15 GHz, is not recommended. If such an antenna is used at such frequencies, it is recommended that a caution statement be included in the calibration report that these dips can contribute large uncertainties (e.g. 6 dB) when this type of horn is used, e.g. for site validations by the methods of IEC 61000-4-22 [5] and Clause 8 of CISPR 16-1-4:2010.

Table 14 – Example measurement uncertainty budget for F_a of a horn antenna measured by the TAM above 1 GHz for 3 m separation in free space

Source of uncertainty or quantity X_i	Value dB	Probability distribution	Divisor	Sensitivity	u_i dB	Note ^a
Common uncertainty component in SIL measurement	0,26	Normal	2	$\sqrt{3}/2$	0,11	see Table 7 (7.2.3)
Repeatability of SIL value	0,10	Normal	2	$\sqrt{3}/2$	0,04	N6)
Transmit antenna mismatch	0,16	U-shaped	$\sqrt{2}$	$\sqrt{3}/2$	0,10	N10)
Transmit antenna mismatch	0,16	U-shaped	$\sqrt{2}$	$\sqrt{3}/2$	0,10	N10)
Insertion loss of the adaptor used in SIL measurement	0,06	Rectangular	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	0,03	N11)
Effects of site	0,2	Rectangular	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	0,10	N35)
Antenna separation error	0,03	Rectangular	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	0,02	N13)
Antenna height error	-	Rectangular	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	-	N23)
Antenna orientation error	0,05	Rectangular	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	0,03	N36)
Effects of phase centre position	0,28	Rectangular	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	0,14	N37)
Polarization mismatch	0,02	Rectangular	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	0,01	N16)
Near-field effects and antenna mutual coupling	0,2	Rectangular	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	0,10	N38)
Combined standard uncertainty, u_c					0,27	
Expanded uncertainty, U^b ($k = 2$)					0,55	

TAM in a free-space calibration site: see Figure 20 (see 9.5.1.3), $d = 3$ m, $h_i = h_j = 1,5$ m above absorbers in a FAR.

^a Numbered notes are as given by the numbered items in E.2.

^b If the major uncertainty components in this table do not follow a normal distribution function, the expanded uncertainty should be evaluated using a computer simulation such as Monte-Carlo method. However, this table shows the combined standard uncertainty given by the RSS calculation, because some calibration laboratories may not routinely perform Monte-Carlo method simulations.

9.5.2 Calibration and antenna set-up for the SAM

The calibration method using the TAM described in 9.5.1.3 can be applied for use with the SAM, and with the following adaptations.

A less strict site validation criterion applies for the SAM than is required for the TAM. Compared to the site acceptance criterion of $\pm 0,3$ dB, given as an example in 5.2.3 of CISPR 16-1-5:2014, the criterion can be relaxed to $\pm 0,5$ dB for the SAM.

The critical condition for the SAM is that the STA is placed in precisely the same position as is used for the AUC; see 8.3.3 for other details.

Annex A (informative)

Background information and rationale for the methods of antenna calibration

A.1 Rationale for the need for several calibration methods and for use of a ground-plane site

For context, the additional material in this subclause applies in particular to the topics of 4.1 and 8.2.

Several methods are given in this standard for measurement of F_a . The antenna calibration methods that yield the lowest calibration uncertainties are the three antenna method (TAM), and substitution by a calculable dipole antenna. A half-wave dipole antenna can be modelled analytically, i.e. as in [39] and CISPR 16-1-5, and numerically over a broad band with great precision [11]. A calculable dipole antenna or an antenna calibrated using either one of these two methods, can be regarded as a standard antenna (STA), which can be used to calibrate other antennas by the standard antenna method (SAM). The standard field method is described in [54], which does not have the advantage of the SAM of cancelling site errors. The SSM with corrections to provide F_a is described in [13].

The site quality requirements for the SAM are less severe than for the TAM (see also 4.3.5). This means that an anechoic chamber can be used with the SAM that may not be suitable for use with the TAM. The calibration site used with the SAM can tolerate more reflections than allowed at a high quality site such as a CALTS; the ground plane does not need to be as large or flat as for the TAM, and therefore is less costly. The mathematics to obtain F_a are much simpler with the SAM than for the TAM, and the SAM equations apply equally in free space or over a ground plane. Field distributions that are slightly non-uniform have similar effects on each similar antenna, and these effects are largely cancelled out in the difference quantity ($V_{STA} - V_{AUC}$) in Equation (51) (see 7.4.3.1) for the SAM.

Despite there being more site errors associated with VP than for HP, an advantage of the SAM is that VP calibrations can be made with lower uncertainties than with the TAM. Additionally an advantage of using VP for calibration is that the effects of mutual coupling to the ground plane are much reduced.

Another reason for using the SAM is that the cost of getting an STA calibrated using the calculable dipole or by the TAM is relatively low, as compared to the cost of owning high-quality facilities and developing the expertise to perform calibrations. An exception to lower costs is a situation that all three antennas are AUCs, then using the TAM could have an advantage of higher productivity. A potential disadvantage of relying on the SAM is that the STA could become damaged, for example in transit, whereas in the TAM each antenna is calibrated anew.

For LPDA antennas, the length of the LPDA AUC is allowed to differ slightly relative to an LPDA STA (over a given frequency range), provided that the antenna separation for the paired antenna is 10 m or more; the uncertainty is small and its size depends on how much the AUC and STA differ in dimension and what separation is used; see the guidance in 8.3.3.

High quality test sites and special calibration methods are a necessary precursor to the development of lower cost methods, and proving their equivalences. Examples are given in this standard of such lower cost methods that are time-saving and straightforward to implement.

An example of a high quality site is a sheet-metal continuously-welded ground plane that is at least 30 m by 20 m in area, and is flat to less than ± 10 mm, and where the reflections from trees, buildings, or the edges of the ground plane cause a deviation of less than $\pm 0,4$ dB in the SIL measured between two antennas separated by 10 m. An uncertainty contribution of 0,4 dB in the SIL generally contributes an uncertainty of 0,2 dB in the AF of each antenna when measured by the TAM. It may be possible to use a smaller ground plane for measurements involving vertically polarized antennas (e.g. see 9.3) because of the reduced coupling to the ground plane. For the calibration of antennas at large heights (e.g. see 9.4), it would be preferable to use a less reflective surface, such as dry ground.

Ideally F_a is measured in a free-space environment. For directional antennas at frequencies above 200 MHz, a free-space condition can be achieved by using an elevated range [14], in which the antennas are high enough above the ground such that ground reflected signals have an insignificant effect on the measurement. The same condition can be achieved by a combination of height selection and suppression of the ground reflected signals.

It is advantageous to have a flat level surface, such as concrete, to aid the positioning of the antennas in height and separation. Ground reflection methods, such as the SSM, require the use of a metal ground plane, and it is convenient to use this as a level platform for antenna set-ups even where a ground reflection is not required. Concrete with coarse reinforcing will give less reflection than sheet metal (or fine mesh), so the height required above concrete to create a free-space condition can be less than above sheet metal.

To ensure reproducible ground reflections, the approach is to have a large flat metal ground plane in which the reflection is quantifiable and can be mathematically removed, such that only the direct signal between a pair of antennas remains, from which F_a can be calculated using Equation (C.22) (see C.3.2). Using horizontal polarization helps, because a uniform H-plane pattern can be assumed, whereas an E-plane pattern may have to be measured (e.g. see C.7). The issue of quantifying the reflection is resolved by measuring the quality of the ground plane, which is best achieved by use of the calculable dipole antenna as described in CISPR 16-1-5.

AF is changed by mutual coupling of the antenna to the ground plane. In the worst case, for a horizontally-polarized dipole antenna resonant at 30 MHz, this change can be as much as 6 dB in the height range 1 m to 4 m (see also A.9.3). Similarly, for biconical antennas the change in AF from ground plane mutual coupling can be up to 2 dB (see Figure C.8 in C.6.1). For an LPDA antenna, the effect of mutual coupling to its ground-plane image is less than $\pm 0,4$ dB above 200 MHz, and can be accounted for by an uncertainty term.

In a radiated disturbance measurement, the height corresponding to the disturbance signal maximum is normally not recorded, so the deviation of AF at a specific height from F_a is dealt with by an uncertainty term. To quantify this uncertainty, it is necessary to measure $F_a(h,p)$. In vertical polarization, the effect of mutual coupling to the ground is very weak and in most cases can be neglected, which is why it is only necessary to measure $F_a(h,p)$ for horizontal polarization. $F_a(h,p)$ is measured only for dipole and biconical antennas, and for hybrids below the transition frequency (see 6.1.2). The coupling of a VP classical biconical antenna around the resonant frequency is significant at 1 m height, but can be neglected at ≥ 2 m in height (see 9.3.1).

A.2 Special measures for calibration of omnidirectional antennas

A.2.1 General

The additional material in this subclause applies in particular to the topics of 4.2 and 8.2, and with more information given in [53].

A.2.2 Difficulties with calibration of omnidirectional antennas

The main difficulty with calibrating dipole-like omnidirectional antennas (tuned dipole, biconical-dipole, bowtie-dipole, etc.) is their very low directivities. A simple dipole has a uniform polar response in the H-plane, which means there will be a strong reflection from the ground when the dipole is placed horizontally polarized above a ground plane. This uniform response has two effects: the more important effect is that the reflected signal can constructively or destructively interfere with the direct signal between two antennas in a SIL measurement, depending on the relative phases (or path lengths) of these signals; the lesser effect is a change in AF, typically of ± 1 dB (e.g. as shown in Figure C.8 of C.6.1 for a biconical antenna), caused by mutual coupling with the antenna image in the ground plane, for a height range of 1 m to 4 m.

In a radiated disturbance measurement, the maximum signal is found in the height range 1 m to 4 m, and up to 120 MHz (see also A.9.3) the biconical antenna is at a height of 4 m; therefore the deviation from F_a will be within $\pm 0,5$ dB. In the frequency range of 30 MHz to 300 MHz, there are practical difficulties and/or high costs involved in positioning antennas high enough above a ground plane for reflections to be insignificant, or to obtain sufficiently good absorbing material to cover the ground plane to reduce image-coupling and the reflected wave.

A.2.3 Minimizing reflections from antenna supports and radiation from cables

The following considerations are associated with the topic of 6.2.5.

The magnitude of reflection from the antenna support depends on the electrical dimensions of the structure. The effect is larger if the longer dimension is aligned with the polarization of the antenna, and is greater proportionate to the more bulk the structure has. The structure should have a minimum of metal parts. For example if the mast carriage, which attaches the horizontal boom to the vertical mast, is less than $\lambda/8$ in dimension, there will be negligible reflection. However at 1 GHz, this carriage could be one wavelength long, and therefore cause an uncertainty of the order of ± 1 dB, which can be reduced by placing the antenna on the horizontal boom at 1 m or more away from the carriage and reducing the bulk of the structure.

Reflections from objects behind the antenna are mainly a problem for omni-directional antennas. The effect of reflections is much reduced for directional antennas depending on their front to backlobe ratios.

Uncertainties of the order of ± 1 dB are attributable to the cable dropping vertically behind vertically-polarized dipole or biconical antennas where the separation between the antenna element and the cable is approximately 0,5 m. Ferrite clamps have limited effect in reducing reflections from cables. Reflections from the cable can be almost eliminated by routing the cable orthogonal to the dipole, which is practical for horizontal polarization.

There is likely to be larger uncertainty in vertical polarization because: a) the main mast structure is vertical, and b) the antenna cable is metallic, and it normally drops vertically behind the antenna. To mitigate adverse effects, the antenna is placed as far forward of the mast and cable as possible. Extend the cable horizontally behind the antenna for at least 5 m, i.e. with the aid of a lightweight plastic mini-mast or polystyrene foam blocks. A sensitivity investigation is performed by extending the cable to 6 m and the SIL is recorded; the extension is then reduced in 0,5 m steps, the SIL recorded, and the difference from the SIL at 6 m noted, until the minimum extension providing the desired uncertainty is achieved.

To quantify the reflections from the mast, the antenna is moved horizontally by at least four increments of $\lambda/8$ relative to the mast, without altering any other aspect of the SIL measurement set-up. This can be achieved by keeping the transmit and receive antennas fixed in space, and moving one mast at a time. The swept frequency amplitude results are

compared: an estimate of the uncertainty contribution is $\pm (A_{i,pp})/2$, where $A_{i,pp}$ is the peak-to-peak ripple in dB.

If there is no room to extend the cable 5 m behind the antenna, e.g. for a set-up in a FAR, one solution is to extend the cable horizontally via a bulkhead connector or small hole in the back wall. Another solution is to press the vertical section of cable into the valley between pyramidal absorbers, on condition that the cable is removed from the absorber when high power is used in immunity testing.

For LPDA and horn antennas, which are directive, uncertainties caused by mast and cable reflections can be considered to be negligible. In case of insufficient directivity (e.g. less than 10 dB front-to-back ratio) these reflections should be considered, for example around the lowest specified operating frequency of an LPDA antenna.

An unbalanced balun on a dipole, biconical or hybrid antenna can cause uncertainties exceeding ± 5 dB when the antenna feed cable is aligned with the antenna elements. This is caused by common mode currents on the cable radiating. If the antenna is inverted, the cable radiation can be in the opposite phase to the antenna radiation, and the difference in readings can exceed ± 10 dB. Placing ferrite clamps on the cable can reduce the cable radiation (see also A.2.4).

Cable reflections and effects of an unbalanced balun could be avoided by using optical fibre attached to a compact RF/optical link at the antenna port.

A.2.4 Field taper and monocone set-up for VP biconical calibration

This material applies in particular to the calibration method of 9.3.

The use of a monocone antenna (rather than e.g. a biconical) to create a ground reflection range to illuminate the AUC reduces the field taper across the vertical aperture of the AUC [31]. Measurement of the field taper is described in 4.9 of CISPR 16-1-5:2014. The field taper is lowest with the lowest practical height of an AUC and the largest separation distance to the monocone. A height of 1,5 m of the centre of a classical biconical antenna is the lowest to ensure that the effect of coupling to the ground plane is less than $\pm 0,3$ dB (which will be lower away from the resonant frequency around 80 MHz). For a separation of 15 m, 2 m is the greatest height above which uncertainty contributions due to field taper in the elevation plane become significant. The shortest range is 10 m with a 1,5 m height, and the recommended range is 15 m with a 1,75 m height.

For smaller ground planes, there is the possibility of reflections from the ground plane perimeter, which will show as a ripple in a plot of F_a against frequency, sometimes referred to as “edge diffraction”. Even after subtraction of $(V_{STA} - V_{AUC})$ in Equation (51) (see 7.4.3.1), a residual uncertainty contribution representing field taper and edge diffraction should be taken into consideration. However if the influence is small, the residual uncertainty contribution may be neglected.

A monocone can be formed by connecting a single biconical element to the end of a coaxial cable via a suitable adaptor (commercially available) and earth the outer conductor to the ground plane. The biconical element can be connected via an adaptor, similar to that in Figure G.1 (see G.1.1), directly to a bulkhead connector in the ground plane that is connected to an underground cable. This automatically ensures a proper earth, and removes the possibility of radiation from an above-ground cable. Collapsible-type biconical elements are recommended for the monocone, i.e. six rods in a conical arrangement, because above 200 MHz the performance of this type of antenna element degrades less compared to conventional rigid cage biconical elements incorporating a cross-bar (see also A.4.3). The rod length is typically 0,62 m, but can be longer to give more signal. If necessary, use a plastic framework to support the monocone element upright.

Alternatively, the monocone antenna can comprise a commercial 4:1 (i.e. 200 Ω to 50 Ω) biconical antenna balun, with one biconical element omitted and its socket placed on the ground plane. The antenna will be unbalanced, which will cause common mode currents on the feed cable; if this cable is above the ground plane it will radiate and can interfere with the intended calibration of the antenna. The outer conductor of the balun should be connected to the ground plane.

In both the above set-ups, to overcome an imperfect earth, a further measure is to put ferrite clamps on the cable. A ferrite clamp should be placed at the point of connection to the monocone, and additional clamps placed approximately 0,2 m apart along the first 4 m of the cable. The cable should be routed away from the line between the antennas.

A.2.5 Use of HP or VP in a FAR

Calibrations of antennas in a FAR should be independent of polarization. HP is normally preferred because the antenna is orthogonal to the vertical mast and cable, which will reduce the magnitude of reflections from them. VP may be preferred, especially for directive antennas, if the antenna is to be at an accessible height and therefore near the floor; this takes advantage of the greater directivity in VP, therefore directing less signal to the floor.

Whichever polarization is selected, the site validation should be carried out in that polarization. In a perfect FAR, and with no reflections from the mast and cable, the site validation results would be identical for both HP and VP. However, for an imperfect FAR, it could be that the results are better for one polarization than the other, and this could be a deciding factor on the polarization to use for the calibration of antennas.

A.2.6 Substitution where the STA is the same model as the AUC

For the SAM, where the STA is the same model as the AUC, it is possible to determine F_a of an AUC in a free-space environment with a less strict validation criterion (see also A.9.4). The method can be performed over a ground plane, even though the AUC is affected by mutual coupling with its ground plane image. Because the STA will be affected in the same way, the F_a of the STA can be imparted to the AUC, as shown in Equation (51) (see 7.4.3.1).

This method is particularly useful for manufacturers that are calibrating several of the same model of antenna. It is best that the AUC (and therefore the STA) is not too close to the ground plane, because the stronger the coupling the more carefully the STA has to be positioned in exactly the same location as the AUC. It is recommended that the antennas be placed at a height above the ground plane of ≥ 2 m or $\geq \lambda/2$, whichever is greater.

This method can be extended to other models of AUC that are sufficiently similar to the STA (i.e. see 8.3.3), provided this similarity is confirmed by using a free-space method to calibrate the AUC (as a one-off exercise to prove that other AUCs of the same type can be calibrated in this way).

A.3 Calibrations using broadband calculable dipole antennas

A.3.1 Disadvantages of tuned dipole antennas

This subclause is associated with 3.1.1.9. A tuned dipole is one that is tuned to a length just less than one half-wavelength for frequencies at which it is required to resonate. The intention is that the resonance is achieved in free-space conditions, i.e. where there is negligible mutual coupling of the dipole to its surroundings, and the input impedance has zero reactance.

The reason for the original choice of the tuned dipole as the reference antenna for CISPR radiated disturbance measurements is that its AF can be calculated using a simple formula to an uncertainty as low as $\pm 0,5$ dB, including the balun loss. Also, tuned dipole antennas are relatively easy to construct. A problem arises with the way the tuned dipole is subsequently

used above a ground plane, in that there is a strong interaction with its image in the ground plane which is not accounted for in the simple formula for the free-space AF, especially for the lower part of the VHF range (see also A.9.3).

Another disadvantage of the tuned dipole for making measurements at many frequencies is that its length has to be adjusted mechanically (tuned) for every frequency of use. This is unnecessarily laborious when alternative calibrated broadband antennas with appropriate calibrations are available.

A.3.2 Advantages of broadband calculable dipole antennas

This subclause is associated with 3.1.1.4 and 8.3. A more straightforward, and more accurate, way to measure the F_a of an antenna at different heights is to use a broadband calculable dipole or calculable biconical antenna as the STA in the SAM. Details of a calculable dipole antenna are given in CISPR 16-1-5, and e.g. references [26], [46], [47], [52], [57]. The broadband performance of a specific design of calculable dipole antennas is described in [11].

Calculable dipole antennas can be validated in a FAR [10]. Two near-identical dipoles are separated by as short as $\lambda/10$ apart, which means that site reflections are negligible compared to the strong coupling between the dipoles. If the two dipoles are measured to be identical by substitution, the uncertainty in the AF is half the difference between the predicted and measured SIL results.

A.3.3 Disadvantages of calculable dipole antennas

The major concern of calculable dipoles is the estimation of their accuracy. Though analytical and numerical calculations (i.e. very different methods) give agreement of better than 0,03 dB for the AF of resonant dipoles, the deviation of the predicted result to the measured result has to be confirmed. By their nature, measurements have measurement uncertainty, so it can be difficult to distinguish between the imperfections of the dipole validation measurement and the imperfections of the dipole.

Calculable dipoles can be more sensitive to damage compared to regular dipoles, because the design is optimized for accuracy rather than robustness.

A.4 Rationale for F_a and biconical/LPDA antenna cross-over frequency

A.4.1 Rationale for F_a

This additional material applies in particular to the topic of 4.2. For the measurement of radiated disturbances in a FAR, which approximates to a free-space environment, the appropriate AF to use is F_a . However for radiated disturbance measurements above a ground plane, for most antennas the magnitude of the AF will vary, depending on antenna height and orientation with respect to the ground plane. The AF varies quasi-periodically about F_a during a height scan; see e.g. Figure C.6 to Figure C.9 (C.6.1). To avoid practical problems with implementing multiple AFs relating to antenna height, polarization and distance from the EUT, F_a is chosen as the best compromise, which tends to limit uncertainties. The effects of the parameters of the preceding sentence are included in the measurement uncertainty budget for the measurement of radiated disturbances.

Whilst it is feasible to measure $F_a(h,p)$ for each height at which a signal maximum occurs in the height scan of an EMC emission test, in practice it is sufficient to obtain the AF at a sample of heights, and to use the variation of AF with height as the basis for calculating related measurement uncertainties. This is in contrast to the SSM (i.e. see 8.4), which employs height scanning in which the information about the variation of AF with height is not obtained. The variation of AF with height above a ground plane is treated as an uncertainty contribution in CISPR 16-4-2 [3]. Generic data quantifying these variables should be provided by the antenna manufacturer for each antenna model.

The mutual coupling between a horizontally-polarized dipole antenna and its image in the ground plane is significant when the antenna is at a height generally below $2,5\lambda$, at the frequency of interest. The use of vertically-polarized biconical and hybrid antennas at heights ≥ 2 m above a metallic ground plane does not require consideration of such a source of uncertainty, because the mutual coupling between the vertically-polarized antenna and its image in the metallic ground plane is so weak that the perturbation in the AF from F_a is too small to quantify. The same consideration applies to LPDA and hybrid antennas above 200 MHz, for HP as well as VP. Resonant dipole antennas are more sensitive to coupling, and for VP the centre of the antenna should be greater than $0,75\lambda$ above the ground plane.

Item g) of 7.4.2.2 states there is an uncertainty associated with the antenna directivity. Knowing the directivity requires measuring the radiation pattern of the antenna, which can be costly. If the pattern is not available from the antenna manufacturer, an alternative is to model the antenna and compute the radiation pattern. If the AF predicted by the model is within ± 1 dB of the measured AF over the antenna's specified frequency range, and having made corrections for ohmic loss of the antenna, the model is considered good enough to predict radiation patterns for the purposes of EMC testing.

The model is also good enough to predict the changes in AF with height above a ground plane. At heights of more than 3λ , the effects of mutual coupling of the horizontally polarized antenna with its image are negligible, giving the free-space antenna performance. The computed results of radiation patterns and variation of F_a with height can be used to calculate measurement uncertainties caused by these effects.

A.4.2 Cross-over frequency from biconical to LPDA antennas

This additional material applies in particular to Table 2 (see 4.5). The manufacturer's specified operating frequency range for the majority of EMC biconical antennas is 30 MHz to 300 MHz, and for LPDA (not hybrid) antennas is 200 MHz to 1 000 MHz. Users expect their antennas to be calibrated over these ranges. For optimum performance and reduced uncertainties, it is recommended to use ranges of 30 MHz to 250 MHz, and 250 MHz to 1 000 MHz respectively.

There can be slightly higher errors with biconicals above 260 MHz because of the need for a cross-bar to suppress a large resonance; see A.4.3. Figure C.8 (see C.6.1) shows the deviation of $F_a(h)$ from F_a decreasing with height, but this trend does not continue above 260 MHz, reinforcing the recommendation to use cage biconical elements only up to 250 MHz. Also LPDA antennas below 250 MHz are longer, and therefore will have higher phase centre errors if not corrected for.

NOTE The cross-over frequency for calibrations of biconical and LPDA antennas, as discussed in the preceding paragraph, generally is considered separately from the transition frequency for hybrid antennas (which is typically in the range of 140 MHz to 240 MHz; see 6.1.2).

A.4.3 Biconical element designs

This additional material applies in particular to the topic of 9.3; see also 3.1.1.2. The best electrical performance is obtained using a spun metal cone, or open elements forming the shape of a cone, otherwise known as collapsible elements [9]. The preference for the open element structure equally applies for the monocone antenna used in the calibration method of 9.3.

A more robust biconical element design, and the most popular, is to join the tops of the six elements and introduce a seventh central pillar to form a rigid cage. However, this design has a narrow band resonance greater than 5 dB in magnitude at around 287 MHz, caused by the cage acting like a cavity resonator. This was cured by introducing one cross-bar, which pushed the resonance just above 300 MHz. Unfortunately, for some designs the resonance is not pushed high enough, resulting in a steep gradient of AF above 290 MHz, which is more sensitive to changes in the cage dimensions due to manufacturing tolerances or mishandling. Also, measuring responses with steep gradients can lead to poorer measurement reproducibility and higher measurement uncertainties.

A single cross-bar makes the cage asymmetric, and above 260 MHz causes non-uniformity of the H-plane pattern, and a small glitch in AF at around 220 MHz. To improve the reproducibility of AF, it is recommended to standardize the orientation of the cross-bar by aligning it coplanar with the axis of the balun pole. In the case of screw-thread elements, it is recommended to mark one element and side of the balun, then during antenna assembly screw the marked element into the marked side of the balun.

A.5 Sources of increased uncertainty in measurement of F_a by the SSM

This additional material applies in particular to the topic of 8.4.1. The SSM uses a height scan of one of each pair of antennas to circumvent destructive interference of the direct and ground reflected signals. A further uncertainty is included in the measurement uncertainty budget for F_a to account for the measurement method not using a free-space environment [see also N18) of E.2]. According to the definition of antenna factor as a measurand, correction for systematic error can be applied to reduce its uncertainty [13]. However, the errors cannot be fully compensated by these means, and a residual error remains.

It is not possible to rigorously calculate the F_a for each antenna of the three used, so it serves no purpose to designate which antenna will be only height scanned, or which antenna will only be at a fixed height (see also 7.4.2.2). This indefiniteness also implies an increased uncertainty for F_a . Also there will be a larger uncertainty if the three antennas are of different designs, particularly in the case of a mixture of 50 Ω and 200 Ω baluns for biconical antennas, because of the significant difference in mutual coupling with the ground plane image (see e.g. Figure C.7 and Figure C.9 in C.6.1).

A ground plane (i.e. for an OATS) was originally introduced to achieve reproducibility in EMC radiated disturbance measurements. According to ANSI C63.5 [13] an OATS is validated using calibrated antennas. However this poses a problem because a validated OATS is required on which to calibrate the antennas.

One attraction of the SSM is that it resembles the method of measurement at an OATS for radiated disturbances in CISPR 16-2-3 [2]. This means the AFs are tailored to the end-use conditions, but only for horizontal polarization using a separation of 10 m according to [13]. The potential benefit is that the AFs so obtained will include effects of mutual coupling to the ground image, and effects of any radiation pattern differences between the AUC and the infinitesimal dipole, as assumed in the NSA formulation. However, closer examination shows that there is a benefit in measurement accuracy only when the method of calibration very closely resembles the radiated disturbance measurement method.

For example, small EUTs placed at a height of 1 m above the ground plane can be represented in the calibration by an antenna placed at a fixed height of 1 m. Problems with the rationale that SSM replicates the conditions of a radiated disturbance measurement are the following:

- a) For a horizontally-polarized biconical antenna, the fixed-height antenna becomes the scanned antenna in one of the three antenna pairs, so its AF is not the same for the SA test with each pair, due to changes in mutual coupling with its image. Figure 11 (see 7.4.2.1) shows the combination of pairs as (2,1), (3,1), (3,2). Because of the indefiniteness of the SSM, other combinations are admissible, such as (1,2), (2,3), (3,1), which allows each antenna to be at a fixed and at a variable height. However, the choice of combinations is understood to have a minor effect on the end result. Corrections can be added as indicated by Equation (59) (see 8.4.3) that reduce the uncertainty of F_a ; see also the text in the last paragraph of this subclause.
- b) A second source of error is that the height of maximum signal may differ from the theoretical height used to calculate the parameter $e_0(i,j|H)$ in Equation (41) (see 7.4.1.2.1) that is used in the calculation of AF. The parameter $e_0(i,j|H)$ is based on the SIL between a pair of Hertzian dipole antennas, which have a fixed phase centre at all frequencies, and a cardioid radiation pattern. This model is similar for biconical antennas,

but differs significantly for LPDA antennas. An error in the predicted height makes for an error in the subtraction of the ground reflected signal from the total received signal.

- c) A third source of error is the phase centre variation with frequency of an LPDA antenna when placed at a fixed-height position, which does not resemble the behaviour of an EUT in an emission test. In the frequency range 200 MHz to 1 000 MHz, the uncertainty of this phase-centre effect is of the order of $\pm 0,2$ dB when a measurement distance of 10 m is used, but is about $\pm 0,8$ dB for 3 m distance, and the uncertainty gets proportionally higher for longer antennas such as hybrid antennas.
- d) Antenna factors measured by the SSM using 10 m antenna separation will incur errors of up to ± 2 dB if used for radiated disturbance measurements at 3 m distance. The main contributors to these errors are the deviation from the reference 3 m due to phase centres of LPDA and hybrid antennas, and the deviation from boresight as illustrated in Figure A.1 (see A.5). It is not straightforward to correct for phase centre because the SSM does not account for phase centre, but measures relative to the mid-point of the LPDA (see also 7.5.1 and A.6). Even if used for radiated disturbance measurements at 10 m, there is still an error due to the phase centre of the paired LPDA antenna used in the calibration. In contrast the electric field strength measured using F_a calibrated in a free-space environment can be accurately corrected for use at different distances using the method of A.6.2.

Figure A.2 shows plots of F_a of a 200 Ω biconical antenna measured by the free-space method of 9.3 and the SSM of 8.4 on a high quality CALTS. The plots differ by up to 0,8 dB; the dip at 224 MHz is a resonance associated with the cross-bar. Figure A.3 shows the same results, but with corrections to F_a by Equation (59) (see 8.4.3). The corrections improve the agreement to within 0,3 dB up to 200 MHz and 0,4 dB up to 298 MHz. These results are for only one model of biconical antenna using correction factors from computer simulation of that model; in the general case where a generic simulated model is used for a number of different physical models of antenna, the differences could be larger.

Therefore, for F_a measured by the SSM to be deemed F_a as measured in free-space conditions, an uncertainty of 0,5 dB should be added to the SSM F_a , as shown in Table 9 (see 8.4.4). The additional uncertainties for LPDA and hybrid antennas are 0,5 dB and 1,2 dB respectively (see 7.4.2.2).

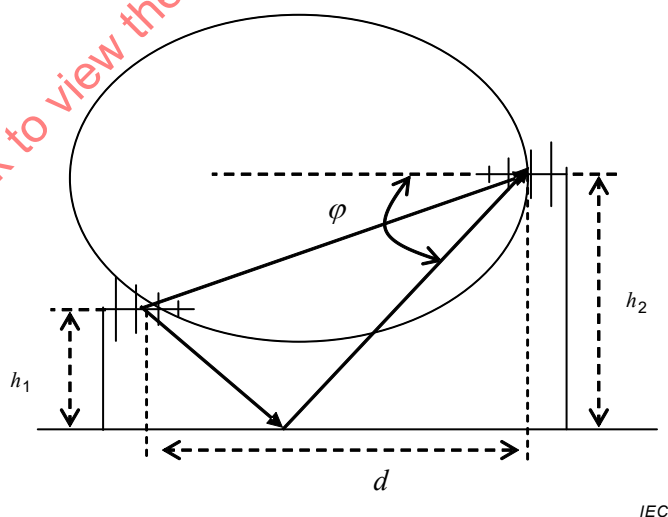
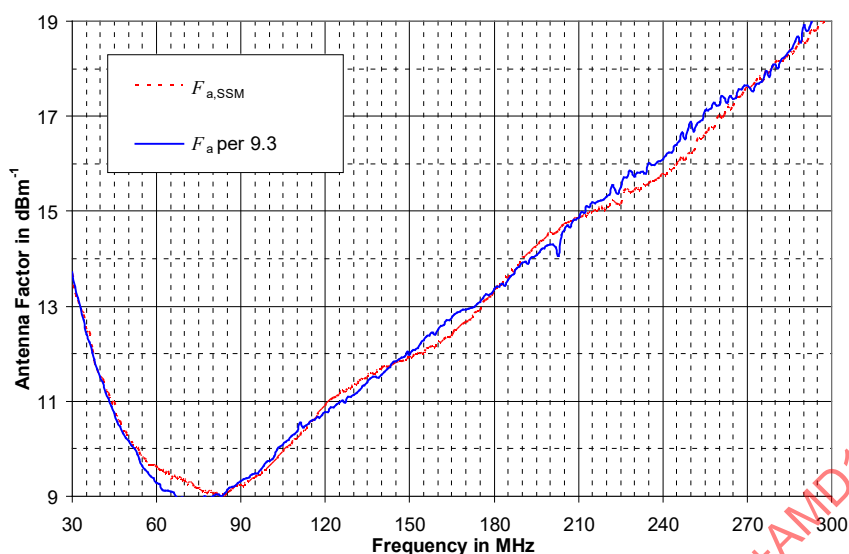
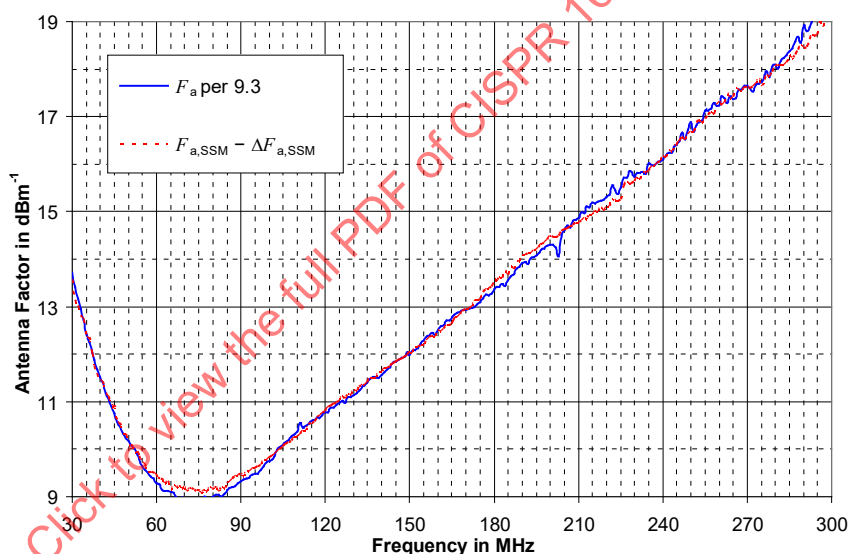


Figure A.1 – Illustration of the angles of the electromagnetic rays subtended from the scanned LPDA antenna to the fixed height LPDA antenna and to the ground plane



IEC

Figure A.2 – F_a of biconical antenna with 200 Ω balun measured by the VP method of 9.3, and by the SSM method of 8.4 without correction



IEC

Figure A.3 – F_a of biconical antenna with 200 Ω balun measured by the VP method of 9.3, and by the SSM method of 8.4 with correction

A.6 Calibration of LPDA antennas using smaller separation distances

A.6.1 Calibration of LPDA antennas using smaller separation distances

This additional material applies in particular to the topic of 9.4. The majority of LPDA antennas used for EMC testing have a design low frequency of 200 MHz, and a very common design has a length of approximately 0,55 m between the elements resonant at 200 MHz and 1 000 MHz (see 7.5.2.1). The separation distance between the elements resonant at the same frequency of a pair of antennas should be at least two wavelengths, to ensure a mutual coupling error of less than about 0,2 dB.

The wavelength at 200 MHz is 1,5 m, so for a pair of antennas a separation of 2,5 m between the manufacturer's reference positions, or the mechanical centrepoints, should be sufficient. This distance enables free-space conditions to be achieved relatively easily, either by placing the antennas at least 4 m above ground, or at a more manageable height of 2,5 m and with 1 m high pyramidal absorber covering an area of 2,4 m by 2,4 m on the ground between the antennas (to attenuate the specular reflected wave). The error in F_a due to uncorrected phase centres is discussed in A.5 c).

At the lower height of 2,5 m, it is easier to measure the separation between the antennas, and to establish lateral and horizontal alignment of the antenna pair. The key to make this method effective is that the phase centre positions of the antenna are known at all measurement frequencies (see 7.5.2). When calculating F_a , the separation distance between the phase centres is used, rather than a fixed distance, say at the mid-point of the antenna boom length as used in the SSM.

A.6.2 Correction of electric field strength to account for phase centre of LPDA antennas

In an EMC disturbance measurement the electric field strength is required at a given distance from the front face of the EUT. If the electric field strength is measured at a different distance, it can be corrected for the desired distance. As an example, consider a typical LPDA antenna that has a separation of approximately 0,6 m between the dipole elements that are responsive to the field at 200 MHz and at 1 000 MHz. For the measurement of the emission at a distance $d = 3$ m from the EUT, at a frequency of 200 MHz the electric field strength will be measured at a distance of approximately 3,3 m from P2 shown in Figure A.4, according to the value of d_{phase} in Equation (A.2), where P2 is the front face of the EUT.

For a given frequency, the following correction, ΔE in dB, is added to the measured field strength:

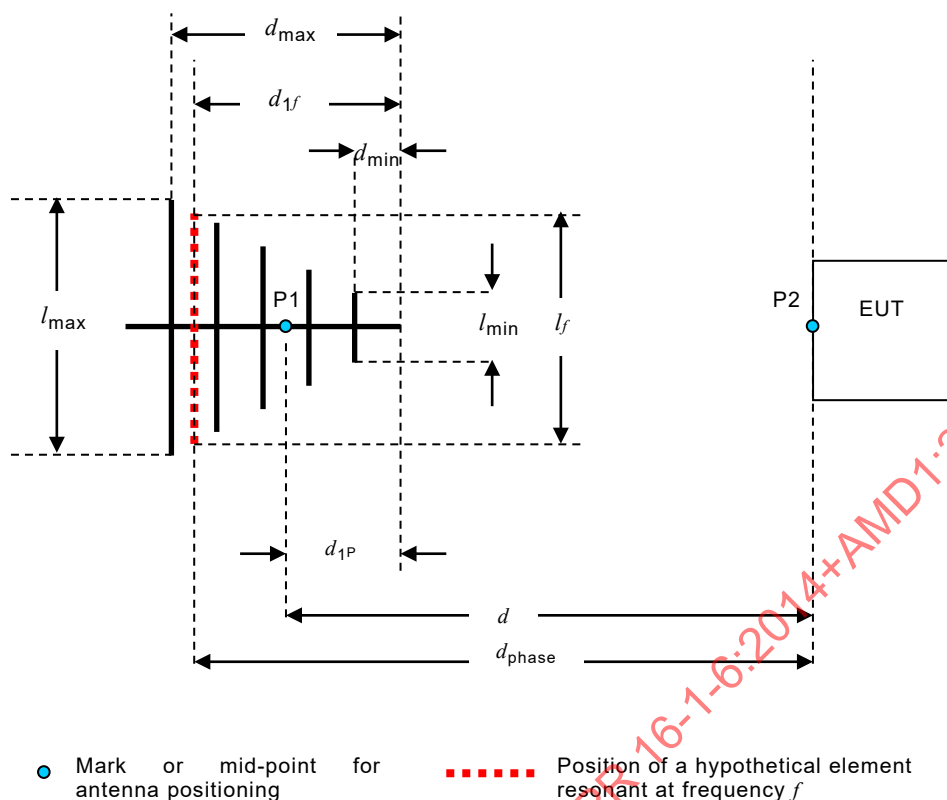
$$\Delta E = 20 \lg \left(\frac{d_{\text{phase}}}{d} \right) \quad (\text{A.82})$$

Referring to Figure A.4 the distance from P2 to the resonant element at a given frequency, d_{phase} , is given by Equation (A.2). P1 is the manufacturer's mark or the centre of the antenna, d_{1P} is the distance from the tip of the antenna to P1, and d_{1f} is the distance from the tip of the antenna to the phase centre position at frequency f .

$$d_{\text{phase}} = d + (d_{1f} - d_{1P}) \quad (\text{A.83})$$

It is assumed in Equation (A.1) that the field point is in the far-field of the antenna. If a near-field correction is needed (usually for $d_{\text{phase}} < \lambda/2$), the near-field Equation (8) in CISPR 16-1-4:2010 can be used. See 7.5.2.2 for more details, including corrections for tapered LPDA sections of hybrid antennas. Linear interpolation is used to estimate the phase centre position for frequencies between the resonant frequencies of the elements at the ends of the operating frequency range.

NOTE Because an antenna calibration laboratory has to use the phase centre equations in the calibration of LPDA antennas, it is little extra effort to provide field strength corrections for radiated disturbance measurements at specific distances (e.g. 3 m and 10 m) as part of the calibration measurement report. The correction can be included in the AF, which is then specified to be used at that particular distance. This can be provided if requested by a laboratory.



IEC

Figure A.4 – Separation distance relative to the phase centre of an LPDA antenna

A.7 Cross-polar discrimination of LPDA antennas

This subclause is associated particularly with 6.3.3 and 9.4. Most LPDA antennas are constructed with the two dipole half-elements placed in echelon. This causes a decrease in cross-polar rejection performance that is worst at higher frequencies, where the displacement of the two elements from a straight line is a larger proportion of the element length. The criterion for at least 20 dB cross-polar discrimination is given in CISPR 16-1-4. If this criterion is exceeded, the error should be accounted for in the measurement uncertainty budget.

Some LPDA antennas are available whose elements are co-planar, which is achieved by bending each dipole half-element near the boom. This design exhibits an excellent cross-polar performance, i.e. better than 20 dB up to 1 GHz. Other types of LPDA antenna design use tapering of the dimensions of the boom tubes, so that spacing between the two booms is smaller at the higher frequency end, thereby successively reducing the separation between the dipole-element planes.

Another means to achieve good cross-polar performance is to use a V-type LPDA structure, in which the antenna is made up of two LPDAs joined at their apex and separated at the lower frequency elements to form an overall V-shape. The cross-polar response of one LPDA largely cancels that of the other. Another property of this design is that the beamwidths of the E-plane and H-plane patterns are more similar.

Hybrid antennas that cover the frequency range 30 MHz to 6000 MHz are most likely to have a poor cross-polar performance above 3000 MHz. In the worst case, the antenna will show a higher signal when cross-polarized to a source than when co-polarized. This could compromise a radiated disturbance measurement which requires the maximum signal from measurements with the antenna horizontally and then vertically polarized. Furthermore it is common practice to calibrate antennas comprising an LPDA with similar antennas. When the

paired antenna(s) have poor cross-polar rejection, it is not possible to know the cross-polar performance of the AUC (see 6.3.3).

A.8 Tips for measurement instrumentation

A.8.1 Signal-to-noise ratio

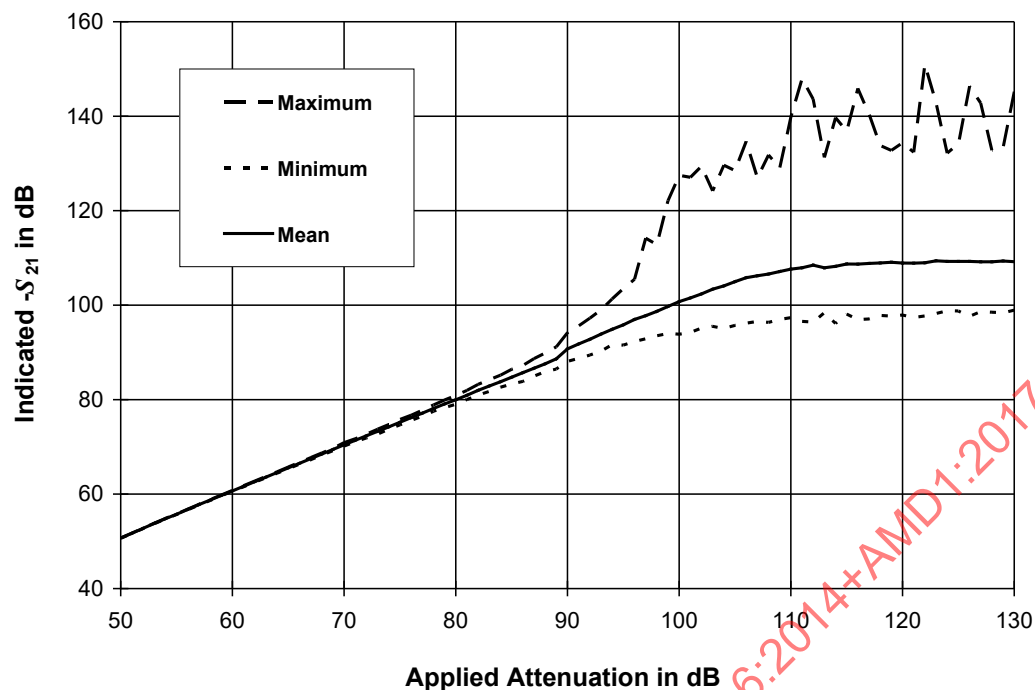
This subclause supplements 6.2.4. There are two common definitions used to specify the noise level. The first is the displayed average noise level (DANL), which is found by averaging several noise traces. The DANL is widely used in the datasheets of spectrum analyzers. The second is the result of max-hold on several noise traces, which gives a level 11 dB higher than the DANL. To keep the error caused by receiver noise in the range of 0,1 dB, the signal level to be measured shall be kept at least 45 dB above the DANL, or equivalently 34 dB above the max-hold noise level.

For explanation of DANL, the uncertainty contribution of receiver noise depends on the attenuation to be measured. To measure the dynamic range of a VNA, first S_{21} is measured with both ports connected. Then both ports are terminated and S_{21} is measured several times, taking the log average of these measurements. The difference between the two values of S_{21} is defined as dynamic range. A similar procedure is used for spectrum analyzers where the DANL is defined. A step attenuator connected to a VNA is used to measure the behaviour of noise. For each attenuation step, S_{21} is measured several times [41]. Figure A.5 shows the statistical properties of these sweeps (minimum, maximum, and mean value) – the higher the attenuation to be measured, the larger the spread of the traces.

The standard deviation of S_{21} is taken as a measure of the noise influence; see Figure A.6. The standard deviation follows a 20 dB/decade rule until the dynamic range is reached. After normalization (see Figure A.7), the results can be used to estimate the noise influence. During antenna calibration, the required attenuation as well as the dynamic range needs to be determined, which is used to calculate the SNR. From Figure A.7, the standard deviation ($k = 1$) is used as the uncertainty contribution for noise influence for the measurement uncertainty budget.

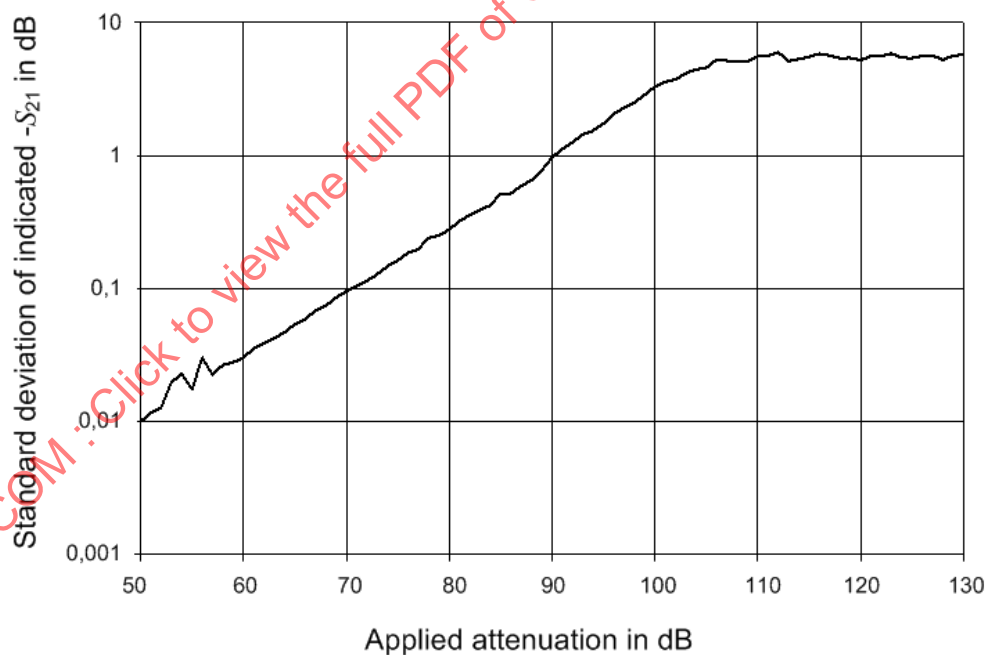
If a low-noise amplifier (LNA) is used, the SNR is improved by the difference of the noise figure of the VNA and the system noise figure. Generally the noise figure of a VNA is large, requiring a LNA with a high gain [42]. This estimation is valid for thermal noise only. To investigate the influence of interfering noise, other procedures can apply.

Regarding broadband noise, the impulse bandwidth should be considered, and the pulse parameters of the interferer, which is a somewhat complex issue. However, the impact of broadband signal interference can be reduced to the narrowband case (described in the preceding paragraphs) by using a narrow resolution bandwidth setting for the measurement. Another factor to consider is that the signal in a S_{21} measurement using a VNA is phase locked, which may have some advantage in reducing the sensitivity to ambient communications and broadcast RF signals.



IEC

Figure A.5 – Statistical properties of multiple S_{21} sweeps
(minimum, maximum, and mean value)



IEC

Figure A.6 – Standard deviation of S_{21}

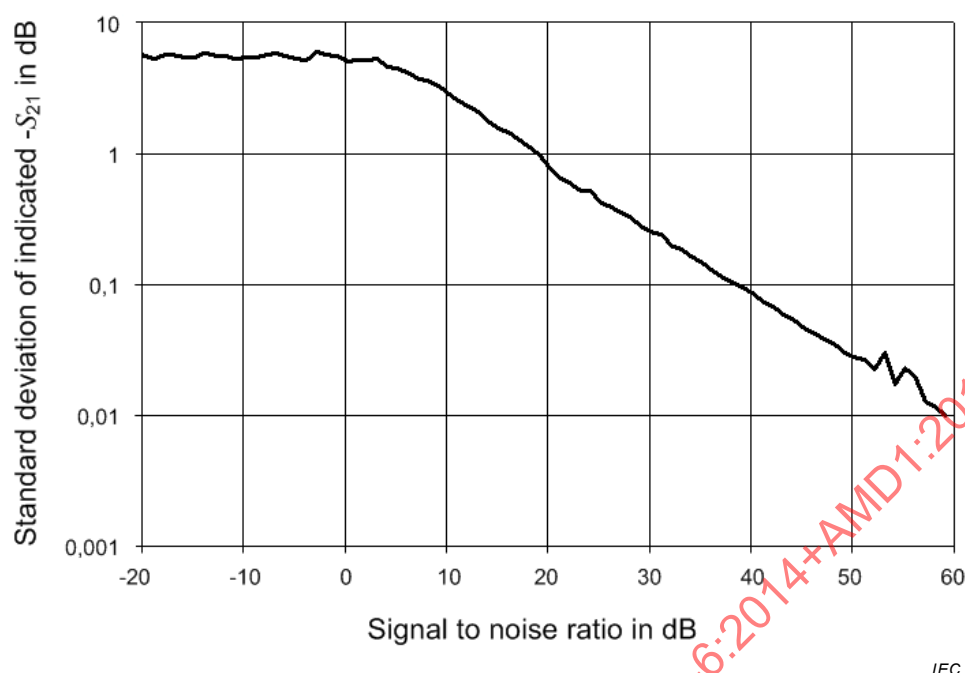


Figure A.7 – Normalized standard deviation of S_{21}

A.8.2 Connector pin depth

Care is needed when fastening RF coaxial connectors to attenuators, cables and antennas (see e.g. [6] and [22]). A protruding male pin can damage the female pin of an antenna. The input connector should be clean and dry. The correct pin depth should be checked, and the connector repaired where the manufacturer's tolerance is exceeded. Table A.1 gives type N connector pin depths.

Table A.1 – Example type N male and female connector pin depths and tolerances using a type N pin-depth gauge

Example type N connector	Pin depth mm
Male	–0,05 to +0,5
Female	–0,05 to +0,25
NOTE See IEC 61169-16 [6] about different versions of type N connectors.	

A.8.3 Effect of added adaptor in a “cable-through” measurement

This subclause applies especially above 1 GHz. Because most antennas used for EMC measurements employ mated (male and female) connectors, an adaptor is usually required to connect together the transmit and receive cables with their matching attenuators, for a “cable-through” measurement. The adaptor is not used in the antenna measurements, but its loss is less than 0,1 dB in good quality adaptors, and can be corrected for or accounted for in the measurement uncertainty budget.

In general, good quality type N adaptors can be obtained with precision connectors, whose characteristics meet those given in Table A.2 over the frequency range 1 GHz to 18 GHz. The effect of such an adaptor can readily be treated as an uncertainty, because it will be small compared to other uncertainties. However, adaptors wear out through use, and their characteristics can change markedly; periodic measurement of the S -parameters of the

adaptor is necessary to determine the magnitude of their uncertainty contribution [see also N11) in E.2].

Table A.2 – Typical type N adaptor characteristics

Parameter	Loss dB
$ S_{11} ^2$ or $ S_{22} ^2$	Return loss > 26,0
$ S_{12} ^2$ or $ S_{21} ^2$	Insertion loss < 0,1

A.8.4 Compression level

When using a network analyzer, the received signal, b_1 , should remain below the compression level during the direct connection measurement, but the reference signal, a_1 , should be sufficiently high to retain phase lock. This applies especially above about 10 GHz, where cable attenuation may be high.

A.8.5 Source power slope function above 6 GHz

A useful feature on some source-receiver systems, or network analyzers, is the ability to apply a slope function to the source power. This can be used to good effect to help to compensate for the increased cable loss as the frequency increases, e.g. above 6 GHz.

A.8.6 Frequency increment for detection of resonances

A swept frequency SIL measurement is performed using the AUC and a broadband paired antenna, to check for occurrences of narrowband resonances that are caused by the AUC. The broadband paired antenna should be free of resonances; small biconical antennas or broadband dipoles are recommended for use in this test. The measurement needs to be able to discriminate resonances with a resolution narrower than 1 MHz. If a resonance cannot be removed by durable mechanical adjustments, the AF should be measured at small enough frequency intervals so as to detect the peak of the resonance. An uncertainty contribution should be ascribed, or an exclusion applied over the bandwidth of the peak, and adding a cautionary note in the calibration report that the frequency of the peak may be unstable.

NOTE For LPDA and hybrid antennas where resonances arise after the original calibration, disassembling and cleaning the joint between the dipole elements and the feed transmission line to which they are connected can improve the RF conductivity, and reduce the resonance. Poorly designed antennas may have permanent narrowband resonances that cannot be removed by cleaning.

For antennas with sharp changes in the gradient of AF versus frequency, it is necessary to use a smaller frequency increment than required by 6.1.1, to reduce the uncertainty of interpolation of F_a at frequencies between the measured points. Where there is a very sharp resonance, a frequency resolution around the resonance of 0,1 MHz may be required to capture the magnitude. Resonances can shift in frequency with usage of the antenna, so special attention is needed regarding the value of F_a at the resonant peak.

A.8.7 Return loss or VSWR

A plot of return loss or VSWR that is obviously very different from the plot when the antenna was new, and/or as shown in the manufacturer's instruction manual, indicates that the antenna may not be suitable for calibration. A plot of return loss can reveal changes to the antenna in the form of appearance of a resonance over a narrow bandwidth. If an anomalous resonance is found, a SIL measurement should be performed using a small frequency increment, to assess the impact this will have on the AF (see 6.1.1).

Measurement of return loss is less time consuming than a measurement of AF. If the return loss differs obviously from the manufacturer's value, the operator may decide to quit the calibration, after having confirmed this with the owner of the antenna. The antenna should then be repaired and re-submitted for calibration.

The reflection coefficient, S_{11} , at the antenna port of the AUC is measured across its operating frequency band via swept frequency measurement, applying the guidelines of 6.2.5 for masts and cables, when the AUC is located either:

- in a free-space environment, or
- horizontally polarized at a height of 2 m above a ground plane.

The VSWR of the AUC, designated as s_{wr} , is calculated using Equation (A.3), which also lists the equivalent return loss.

$$\text{return loss} = -20\lg(|S_{11}|), \text{ and } s_{wr} = \frac{1+|S_{11}|}{1-|S_{11}|} \quad (\text{A.84})$$

The antenna is mounted on a mast in a similar manner as for measurement of AF, e.g. as shown in Figure 7 or Figure 8 (see 7.2.2), but without the paired antenna and its mast. A one-port reflection calibration of a VNA at the end of the cable to be connected to the antenna is performed. The cable is connected to the antenna and S_{11} is recorded. This is converted to return loss or VSWR using Equation (A.3).

A.9 Uncertainty considerations

A.9.1 General

This subclause is associated particularly with 4.4.

A.9.2 Achievable uncertainties for F_a

Certain assumptions about the AUC can be made and included in the calibration uncertainty evaluation, as long as the assumptions are documented and provided with the evaluation itself. Of particular interest is the estimation and inclusion of the site imperfections in the overall measurement uncertainty.

The tolerance allowed for the validation of a CALTS in 4.5.3 of CISPR 16-1-5:2014 is ± 1 dB, which takes account of several other uncertainty components besides site imperfections. A site that satisfies this requirement contributes an uncertainty from the site alone of significantly less than $\pm 0,5$ dB to an antenna factor calibration. The rationale for the 0,5 dB is that site validation is based on SIL which involves two antennas, so the uncertainty assigned to one antenna is roughly half this value, or less if other components, particularly mast reflections, take a significant share of the total SIL uncertainty.

Using the methods described in this standard, an uncertainty of ± 1 dB ($k = 2$) for the F_a determination is typically achievable, but less than $\pm 0,5$ dB is achievable with due care. This measurement uncertainty figure is to give an idea what can be achieved without a disproportionate increase in resources, and following the guidelines in this standard to achieve the lowest uncertainties in all the constituent parts.

A.9.3 Uncertainties of dipoles above a ground plane

The AF of a horizontally-polarized tuned dipole antenna can change by up to 6 dB when it is scanned in height from 1 m to 4 m; see Figure C.6 a) (see C.6.1). However, during EMC disturbance measurements above a ground plane, the maximum signal in the height range 1 m to 4 m is required, and at frequencies up to approximately 120 MHz the receive antenna

is at the maximum height of 4 m, assuming ≥ 3 m separation from the antenna. Therefore, in an EMC disturbance measurement, the change in AF with height of a tuned dipole is not more than ± 2 dB. Consequently the antenna height-related uncertainty in using F_a should be no more than ± 2 dB, which could be reduced by using $F_a(h)$.

A.9.4 Verification of uncertainty by comparison of methods

The discussions in this subclause also have associated considerations in 7.1 of CISPR 16-1-5:2014. An ideal calibration site would contribute no site uncertainties to the measurement of antenna factor, however for economic reasons a near-perfect site is rarely achieved. An actual calibration site, including the ground plane and antenna support structures, is difficult to model, and as a result it is difficult to estimate its uncertainty contribution.

Use of site validation methods, such as given in CISPR 16-1-4 and CISPR 16-1-5, serve to keep the uncertainty contribution to AF below a specified level, but nevertheless some compromises remain. Though a site acceptance criterion may be for example ± 1 dB, the “site imperfection” component in an AF measurement uncertainty budget could be much less than ± 1 dB. This discrepancy between the site acceptance criterion and the “site imperfection” uncertainty is largely because the site validation method differs from the antenna calibration method, however there are many contributing variables, such as the different radiation patterns of different AUCs.

A way to estimate the uncertainty contributed by a site to the AF uncertainty is to calibrate an antenna whose AF is already known with great precision. Also, if efforts are made to minimize all the other components in the measurement uncertainty budget, the site component will be dominant. Because the “site imperfection” component is usually the largest in an AF measurement uncertainty budget, the difference of the measured AF from the precisely known AF will give an indication whether the “site imperfection” value is excessive, and can indicate a possible more realistic value.

A special case of F_a known with high confidence is with the calculable dipole antenna, as described in e.g. A.3.2. The values F_a and $F_a(h,p)$ of resonant dipoles are known to have uncertainties as low as $\pm 0,15$ dB [26], [57]. For broadband calibrations, a bandwidth of greater than 100 % for a calculable dipole has been demonstrated [11] with an uncertainty in antenna factor of $\pm 0,3$ dB, allowing four dipoles to cover 30 MHz to 1 000 MHz, as also indicated by Table A.1 of CISPR 16-1-5:2014. A more robust commercial version may give $\pm 0,2$ dB at resonance, an estimable $\pm 0,5$ dB at the band edges from 600 MHz to 1 000 MHz, and lower uncertainties at lower frequencies. A rule of thumb calculation for bandwidth for this context is given by Equation (A.4).

$$f_c - \frac{f_c}{2} \leq f \leq f_c + \frac{f_c}{2} \quad (\text{A.85})$$

where f_c is the centre frequency.

An alternative method of validating a calibration site by comparison of antenna factors for specific models of antenna is given in 7.1 of CISPR 16-1-5:2014.

Confidence in a method of calibration done at a particular calibration site can be gained by calibrating the same antenna by other methods, and at other calibration sites that meet the validation criteria of CISPR 16-1-5. The spread of results gives an indication what uncertainties of AF are achievable.

Annex B (normative)

Calibration of biconical antennas and tuned dipole antennas above a ground plane using the TAM and the SAM

B.1 General

The measurement of $F_a(h,p)$ and F_a of biconical and tuned dipole antennas above a ground plane over the frequency range 30 MHz to 300 MHz is described in B.4. The measurement of F_a of tuned dipoles by minimizing the influence of ground reflections over the frequency range 30 MHz to 1 000 MHz is described in B.5. The measurement of F_a of tuned dipoles by the SAM in a free-space environment from 60 MHz to 1 000 MHz is described in 9.2.

These methods are additional to those in Clauses 8 and 9. For example, if a laboratory is not able to apply the VP method of 9.3 for biconical antennas, nor the method in a FAR, the height averaging method of B.4 can be used to obtain F_a . In general another reason for having an additional method is to confirm the results of the first method. The method of B.4 also can be used to calibrate hybrid antennas in the frequency range 30 MHz to the transition frequency (i.e. see 6.1.2).

Shortened dipole antennas that are tuned at around 80 MHz and intended to be used below 80 MHz shall be calibrated in the same way as biconical antennas. Other broadband dipole antennas shall be calibrated in the same way as biconical antennas for the frequency range below 250 MHz (excluding dipoles longer than 2.4 m for the method of 9.3), and as tuned dipole antennas for the frequency of 250 MHz to 1 000 MHz; the radiation pattern is assumed not to deviate significantly from that of a half-wave dipole, and this condition will determine the upper frequency at which a broadband dipole can be calibrated by these methods.

B.2 Characteristics of biconical antennas and dipole antennas

Biconical antennas, the broadband dipole (e.g. biconical) portion of hybrid antennas, and tuned dipole antennas are usually calibrated horizontally polarized to reduce unwanted reflections from the masts and connected cables. Assuming a lowest height of 1 m, $F_a(h,p)$ can differ significantly from F_a in the frequency range from 30 MHz to 300 MHz for tuned dipole antennas, and in the frequency range from 50 MHz to 300 MHz for biconical antennas, as explained in C.6. For the determination of F_a in these frequency ranges, precautions shall be taken to reduce the effects of the ground reflection. For example, an AUC should be elevated to at least the height listed in Table C.1 (see C.6.1).

In this annex, the heights of the transmit antenna recommended for each calibration method are selected to be well clear of nulls in the field at the receive antenna, as predicted with Equation (41) (see 7.4.1.2.1, and the definition of null in 3.1.1.19). In addition, the antenna separation is selected to reduce the effects of the antenna mutual coupling, as described in C.5.

B.3 Frequencies

Measurements of F_a of tuned dipole antennas shall be made at least at the following frequencies, f , appropriate to the operational frequency range of the antenna, in MHz:

30, 35, 40, 45, 50, 60, 70, 80, 90, 100, 120, 140, 160, 180,
200, 250, 300, 400, 500, 600, 700, 800, 900, 1 000.

NOTE This is the original list of 24 frequencies specified for NSA measurements in 5.4.3 of CISPR 16-1-4:2010. Some calibration laboratory clients also request the calibration of resonant dipoles at 125 MHz, 150 MHz and 175 MHz.

B.4 Measurement of $F_a(h,p)$ of biconical and tuned dipole antennas and derivation of F_a by averaging $F_a(h,p)$, 30 MHz to 300 MHz

B.4.1 General

This subclause describes the measurement of $F_a(h,p)$ by the SAM or the TAM over the frequency range 30 MHz to 300 MHz, and the derivation of F_a from a sufficient number of $F_a(h,p)$ results over a range of heights. See [24] for other background about uses of this method. The calibration site shall meet the requirements for the CALTS according to 4.6 of CISPR 16-1-5:2014.

Calibration of biconical antennas shall be performed at least at the applicable frequencies in B.3, but preferably as in 6.1.1 by swept frequency methods from 30 MHz to 300 MHz. Calibration of tuned dipole antennas shall be performed at the applicable frequencies in B.3. For above 300 MHz, the measurement of F_a of tuned dipoles is described in B.5.

B.4.2 Measurement of $F_a(h,H)$ by the SAM and derivation of F_a

B.4.2.1 Measurement of $F_a(h,H)$ by the SAM

A set of standard antennas (STA) is required, having the antenna factor $F_a(\text{STA}|h,H)$ accurately specified as a function of antenna height and frequency for horizontal polarization. Calculable broadband or tuned dipole antennas are recommended to be used as the STA, to achieve the lowest uncertainties.

The antenna arrangement for the SAM is illustrated in Figure 12 (see 7.4.3.1). To determine the height-dependent antenna factor, $F_a(\text{AUC}|h_1,H)$, defined in 3.1.2.4, an AUC shall be horizontally polarized and elevated at height h_1 above a metal ground plane at a CALTS. A paired biconical antenna is set at distance d from the AUC and height h_2 selected such that the signal received by the AUC is not deep in a null (see the definition of null in 3.1.1.19). Equation (41) (see 7.4.1.2.1) is useful for determining the frequency range in the vicinity of a null. Examples of d and h_2 suitable for h_1 are shown in Table B.1 and Table B.2. The received voltages, V_{AUC} and V_{STA} , shall be measured for the AUC and for the STA replacing the AUC, respectively. $F_a(\text{AUC}|h_1,H)$ can be obtained by Equation (49) (see 7.4.3.1).

Uncertainty components associated with the SAM calibration for $F_a(\text{AUC}|h,H)$ are described in 7.4.3.2, and an example measurement uncertainty budget is shown in Table B.3.

**Table B.1 – Antenna set-up for the SAM for
tuned dipole antennas with averaging of $F_a(h,H)$**

Frequency MHz	d m	h_1 m	h_2^a m	Δh_1 m
30 to 120	10	$(6 - \lambda/2)$ to 6	2	0,1
120 to 200	10	2,5 to 5	1	
200 to 300	10	2,5 to 3,5	1	
^a For each height h_1 , the height h_2 is set to avoid a signal null (see the definition of null in 3.1.1.19).				

Table B.2 – Antenna set-up for the SAM for biconical antennas with averaging of $F_a(h, H)$

Frequency MHz	d m	h_1 m	h_2^a m	Δh_1 m
30 to 120	10	1 to 4	2	0,1
120 to 200	10	2,5 to 4	1	
200 to 300	10	2,5 to 3,5	1	

^a For each height h_1 , the height h_2 is set to avoid a signal null (see the definition of null in 3.1.1.19).

Table B.3 – Example measurement uncertainty budget for $F_a(h, H)$ of a biconical antenna measured by the SAM over the frequency range 30 MHz to 300 MHz

Source of uncertainty or quantity X_i	Value dB	Probability distribution	Divisor	Sensitivity	u_i , dB	Note ^a
Uncertainty in $F_a(\text{STA} h_1, H)$	0,35	Normal	2	1	0,18	N19)
STA mismatch	0,06	U-shaped	$\sqrt{2}$	1	0,04	N10)
STA orientation error	-	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	-	N15)
STA polarization mismatch	-	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	-	N16)
Site and masts affecting the STA in AUC calibration	0,3	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,17	N20)
Near-field effects and antenna mutual coupling	0,1	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,06	N21)
Common uncertainty component in $V_{\text{STA}} - V_{\text{AUC}}$ measurement	0,26	Normal	2	1	0,13	see Table 7 (7.2.3)
Repeatability of $V_{\text{STA}} - V_{\text{AUC}}$	0,10	Normal	2	1	0,05	N6)
AUC mismatch	0,16	U-shaped	$\sqrt{2}$	1	0,11	N10)
AUC orientation	-	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	-	N15)
AUC polarization mismatch	-	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	-	N16)
Distance difference between the STA and AUC measurements	0,04	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,03	N22)
Height difference between the STA and AUC measurements	0,01	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,01	N23)
Difference in phase centre positions	-	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	-	N17)
Difference in unwanted effects of site imperfection	0,2	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,12	N24)
Difference in antenna-ground plane coupling, and difference in transmit and receive antenna coupling	-	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	-	
Combined standard uncertainty, u_c					0,34	
Expanded uncertainty, U^b ($k = 2$)					0,67	

SAM at a CALTS: see Figure 12 (7.4.3.1), $d = 10$ m, h_1 = antenna height of the AUC to be calibrated above a metal ground plane, h_2 = antenna height chosen not to place the AUC in a null, as specified in Table B.2.

^a Numbered notes are as given by the numbered items in E.2.

^b If the major uncertainty components in this table do not follow a normal distribution function, the expanded uncertainty should be evaluated using a computer simulation such as Monte-Carlo method. However, this table shows the combined standard uncertainty given by the RSS calculation, because some calibration laboratories may not routinely perform Monte-Carlo method simulations.

B.4.2.2 Derivation of F_a by averaging $F_a(h,p)$

To derive F_a , $F_a(h,H)$ of the AUC should be measured at height increments Δh_1 for a sufficient height range of h_1 as shown in Table B.1 and Table B.2. Then, the free-space AF, F_a , can be estimated from:

$$F_a \cong F_{av} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N F_a[h_1(i), H] \text{ in dB(m}^{-1}\text{)} \quad (\text{B.1})$$

where N is the number of antenna heights h_1 at which the AF is measured.

Although Table B.1 and Table B.2 propose the height increment $\Delta h_1 = 0,1$ m, for the frequency range 30 MHz to 300 MHz Δh_1 can be increased, with reference to Figure C.6 (see C.6.1), to achieve a sufficiently smooth plot. To measure every 0,1 m would be needlessly time consuming; a larger increment gives sufficient data for the average to be effective. The measured $F_a(h,H)$ needs to be quasi-symmetric about F_a to yield the free-space AF, or the height range should be at least $\lambda/2$.

Uncertainties associated with the antenna factor derived from Equation (B.1) are given by:

$$u_c^2(F_a) \approx c_{hAF}^2 u^2[F_a(h,H)] + c_{av}^2 u^2(F_{av}) \quad (\text{B.2})$$

where $u[F_a(h,H)]$ is the uncertainty component attributed to measurements of the height-dependent AF described in B.4.2.1, and $u(F_{av})$ is the theoretical deviation of the AF given by Equation (B.1) from the true free-space AF, F_a .

If measured values of $F_a(h,H)$ follow an identical normal distribution regardless of the antenna height h , then the sensitivity coefficient c_{hAF} in Equation (B.2) is considered to be $1/\sqrt{N}$, as usual (i.e. N is the number of measurements). However, the theoretical value (i.e. expected value) of $F_a(h,H)$ depends on the antenna height, and the variance may also differ with the antenna height. Accordingly, this standard adopts $c_{hAF} = 1$ as an enlarged estimate. Thus, the sensitivity coefficients in Equation (B.2) are given by

$$c_{hAF} = c_{av} = 1 \quad (\text{B.3})$$

An example of the uncertainty associated with F_a obtained by this method is given in Table B.4. Though this method of averaging the height-dependent AF to yield F_a is more laborious than by the SAM using VP as is specified in 9.3, it is a necessary method at minimum for results comparison purposes to give confidence that the effects of field taper and mast and cable reflections in the method of 9.3 are within an acceptable uncertainty. Plots of F_a obtained by both methods are given in Figure F.2 of CISPR 16-1-5:2014, showing agreement of better than 0,2 dB.

Table B.4 – Example measurement uncertainty budget for F_a of a biconical antenna obtained by the SAM with averaging of $F_a(h,H)$ in the frequency range below 300 MHz

Source of uncertainty or quantity X_i	Value dB	Probability distribution	Divisor	Sensitivity	u_i dB	Note ^a
Expanded uncertainty in antenna calibration for $F_a(h,H)$	0,74	Normal	2	1	0,37	N39)
Theoretical deviation from free-space F_a	0,15	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,09	N40)
Combined standard uncertainty, u_c					0,38	
Expanded uncertainty, U ($k = 2$)					0,76	
^a Numbered notes are as given by the numbered items in E.2.						

B.4.2.3 Calibration of biconical antenna at fixed height of 6 m by the SAM

This method is a special case of the B.4.2.1 purpose, but using a single mast with the AUC and STA at a fixed height of 6 m above the ground plane [44]. The paired biconical antenna is placed directly beneath the AUC or STA with its centre at a height of 0,32 m above the ground plane. The main advantage of this method is that a smaller ground plane can be used, for example 15 m by 15 m.

The STA is a broadband calculable dipole antenna [11]. It is essential that the paired antenna and its cable do not move between the measurements of the signal by the AUC and the STA. The paired antenna can be supported by polystyrene foam. Any metal on the antenna mast shall be minimal, such as an essential short bolt; see the guidance on antenna supports in 6.2.5. If a motorized mast is used, it is recommended that the motor be beneath the ground plane.

B.4.3 Measurement of $F_a(h,H)$ by the TAM and derivation of F_a

B.4.3.1 Measurement of $F_a(h,H)$ by the TAM

Alternatively to the approach of B.4.2, in case an accurate STA is not available, the TAM can be used. Follow the procedure of B.4.2, except that $F_a(h,H)$ is measured by the TAM (described in 7.4.1.2), rather than by the SAM (described in 7.4.3). Biconical antennas are recommended to be used as the two paired antennas, because they are broadband. The antenna heights h_3 shall be set equal to h_2 of B.4.2.

Uncertainty analysis for $F_a(h,H)$ shall be made using the provisions of 7.4.1.2.2. An example of the associated uncertainty is given in Table B.5.

Source of uncertainty or quantity X_i	Value dB	Probability distribution	Divisor	Sensitivity	u_i dB	Note ^a
Common uncertainty component in SIL measurement	0,26	Normal	2	$\sqrt{3}/2$	0,11	see Table 7 (7.2.3)
Repeatability of SIL value	0,10	Normal	2	$\sqrt{3}/2$	0,04	N6)
Transmit antenna mismatch	0,16	U-shaped	$\sqrt{2}$	$\sqrt{3}/2$	0,10	N10)
Receive antenna mismatch	0,16	U-shaped	$\sqrt{2}$	$\sqrt{3}/2$	0,10	N10)
Insertion loss of the adaptor used in SIL measurement	0,06	Rectangular	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	0,03	N11)
Effects of site and masts	1,0	Rectangular	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	0,50	N20)
Antenna separation error	0,04	Rectangular	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	0,02	N22)
Antenna height error	0,01	Rectangular	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	0,01	N23)
Antenna orientation error	-	Rectangular	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$		N15)
Effects of phase centre position	-	Rectangular	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	-	N17)
Polarization mismatch	-	Rectangular	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	-	N16)
Near-field effects and antenna mutual coupling	0,1	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,06	N21)
Combined standard uncertainty, u_c					0,54	
Expanded uncertainty, U^b ($k = 2$)					1,07	

TAM at a CALTS: see Figure 10 (7.4.1.2.1), $d = 10$ m, h_1 = antenna height of the AUC to be calibrated above a metal ground plane, $h_2 = h_3$ = antenna height chosen not to place the AUC in a null, as specified in Table B.2.

^a Numbered notes are as given by the numbered items in E.2.

^b If the major uncertainty components in this table do not follow a normal distribution function, the expanded uncertainty should be evaluated using a computer simulation such as Monte-Carlo method. However, this table shows the combined standard uncertainty given by the RSS calculation, because some calibration laboratories may not routinely perform Monte-Carlo method simulations.

F_a obtained by averaging of $F_a(h, H)$ TAM results can be evaluated from Equation (B.1) in a similar way as done in B.4.2.2. Uncertainties associated with the antenna factor derived from Equation (B.1) are given by Equations (B.2) and (B.3). An example of the uncertainty associated with F_a given by this method is listed in Table B.6.

Source of uncertainty or quantity X_i	Value dB	Probability distribution	Divisor	Sensitivity	u_i dB	Note ^a
Expanded uncertainty in antenna calibration for $F_a(h,H)$	1,07	Normal	2	1	0,54	N39)
Theoretical deviation from free-space F_a	0,15	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,09	N40)
Combined standard uncertainty, u_c					0,54	
Expanded uncertainty, $U (k = 2)$					1,09	

^a Numbered notes are as given by the numbered items in E.2.

B.5 Measurement of F_a of tuned dipoles placed high above a ground plane in the frequency range 30 MHz to 1 000 MHz

B.5.1 General

In general, calibration of tuned dipole antennas for F_a can be performed over a metal ground plane at a height where mutual coupling with the antenna image in the ground plane is small, and which effect can therefore be accounted for by an uncertainty contribution. Below 80 MHz the height would be more than 6 m, therefore heights approximately of a multiple of $\lambda/4$ are used, at which the AF approximates to F_a ; this approach relies on a perfect image being formed in a large flat ground plane.

The antenna set-ups for antenna calibration shall be determined with consideration of Table C.1 (see C.6.1), i.e. for minimizing the mutual coupling with the antenna image, and Equation (41) (see 7.4.1.2.1), i.e. for avoiding null fields at the receive antenna positions (see the definition of null in 3.1.1.19). Subclauses B.5.2 and B.5.3 recommend the most practical antenna set-ups; other set-ups can be used if the uncertainty is properly evaluated.

The calibration site shall meet the requirements for the CALTS specified in CISPR 16-1-5.

B.5.2 Measurement of F_a by the SAM

This subclause specifies the SAM utilizing horizontal polarization above a ground plane. It is recommended to use the antenna set-ups specified in Table B.7, which follow the principle of Table C.1 (see C.6.1) that at certain heights the AF equals F_a . An AUC and STA shall be alternatively positioned at a height h_1 above a ground plane, while the transmit antenna shall be fixed at h_2 . The transmit antenna can be a biconical antenna. The F_a of an AUC can be determined from the measured data of the received voltage using Equation (49) (see 7.4.3.1). The $F_a(h, H)$ of the STA shall be used. An example of the associated uncertainty for calibration of a dipole antenna is given in Table B.8.

Above 500 MHz, a better SNR is obtained by reducing the antenna separation; a reduced separation distance can be measured more accurately, as well as a flat area of the ground plane can be selected more easily. For example, $d = 1,2$ m and $h_1 = h_2 = 1,9$ m can be used for 600 MHz to 1 000 MHz (which gives near maximum signal at 100 MHz increments).

Table B.7 – Antenna set-ups for the SAM for determining F_a of tuned dipole antennas at specific frequencies in the range 30 MHz to 1 000 MHz

Frequency MHz	AUC h_1 tolerance $\pm 0,01 \lambda^a$ m	Paired antenna h_2 m	Antenna separation ^b m
30	$4,92 \pm 0,10$	4	20
35	$4,21 \pm 0,09$	4	20
40	$3,69 \pm 0,08$	4	20
45	$3,28 \pm 0,07$	4	20
50	$2,95 \pm 0,06$	4	20
60	$2,46 \pm 0,05$	4	20
60	$2,46 \pm 0,05$	4	10
70	$2,11 \pm 0,04$	4	10
80	5,25	2	10
90	5	2	10
100	5	1,5 or 2	10
120	4	1,5	10
125	4	1,5	10
140	4	1,5	10
150	3	1,5	10
160	3	1,5	10
175	3	1,5	10
180	3	1,5	10
200	3	1,5	10
250	2	1,5	10
300	2	1,5	10
400	2	1	10
500	2	1	10
600	1,9	1,9	1,2
700	1,9	1,9	1,2
800	1,9	1,9	1,2
900	1,9	1,9	1,2
1 000	1,9	1,9	1,2

^a From 30 MHz to 70 MHz, the height is $\lambda/2$. At 80 MHz, to avoid a height above 6 m, the height is $1,4\lambda$, for which the error due to mutual coupling is $\pm 0,4$ dB. Above 80 MHz, this error decreases with height in wavelengths above the ground plane; however, if the STA is a tuned dipole antenna, this error largely cancels out.

^b Footnote c of Table 1 (see 4.5) stipulates a separation distance of at least 2λ ; however a fixed separation is suggested over a frequency range to avoid moving the mast too often. Instead of 20 m, a separation of 10 m can be used but there will be an error in AF due to mutual coupling between the antennas, which at 30 MHz is 0,25 dB, see Figure C.5 a) (see C.5).

Table B.8 – Example measurement uncertainty budget for F_a of a tuned dipole antenna obtained by the SAM using the antenna set-ups specified in Table B.7

Source of uncertainty or quantity X_i	Value dB	Probability distribution	Divisor	Sensitivity	u_i dB	Note ^a
Uncertainty in F_a (STA)	0,15	Normal	2	1	0,08	N25)
STA mismatch	0,06	U-shaped	$\sqrt{2}$	1	0,04	N10)
STA orientation error	-	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	-	N15)
STA polarization mismatch	-	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	-	N16)
Site and masts affecting the STA in AUC calibration	0,3	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,17	N20)
Near-field effects and antenna mutual coupling	0,1	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,06	N21)
Common uncertainty component in $V_{STA} - V_{AUC}$ measurement	0,26	Normal	2	1	0,13	see Table 7 (7.2.3)
Repeatability of $V_{STA} - V_{AUC}$	0,10	Normal	2	1	0,05	N6)
AUC mismatch	0,10	U-shaped	$\sqrt{2}$	1	0,07	N10)
AUC orientation	-	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	-	N15)
AUC polarization mismatch	-	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	-	N16)
Distance difference between the STA and AUC measurements	0,04	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,02	N22)
Height difference between the STA and AUC measurements	0,01	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,01	N23)
Difference in phase centre positions	-	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	-	N17)
Difference in unwanted effects of site imperfection	0,2	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,12	N24)
Difference in antenna-ground plane coupling, and difference in transmit and receive antenna coupling	-	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	-	
Combined standard uncertainty, u_c					0,28	
Expanded uncertainty, U^b ($k = 2$)					0,56	
SAM at a CALTS: see Figure 12 (7.4.3.1), $d = 10$ m or 20 m, h_1 and h_2 are chosen in accordance with Table B.7.						
^a Numbered notes are as given by the numbered items in E.2.						
^b If the major uncertainty components in this table do not follow a normal distribution function, the expanded uncertainty should be evaluated using a computer simulation such as Monte-Carlo method. However, this table shows the combined standard uncertainty given by the RSS calculation, because some calibration laboratories may not routinely perform Monte-Carlo method simulations.						

B.5.3 Measurement of F_a by the TAM

The antennas are aligned for horizontal polarization as shown in Figure 10 (see 7.4.1.2.1). It is preferable to use two biconical antennas along with the tuned dipole AUC. The three antenna pairs shall be positioned as illustrated in Figure 10, for the antenna set-ups listed in Table B.7, where the paired antennas shall be placed at h_2 and h_3 ($= h_2$). The F_a of each antenna can be estimated from the measured data of the insertion loss using Equation (39) (see 7.4.1.2.1). The parameters of Table C.1 (see C.6.1) can also be used.

An example of the associated uncertainty for calibration of a tuned dipole antenna is given in Table B.9.

[illegible]

Source of uncertainty or quantity X_i	Value dB	Probability distribution	Divisor	Sensitivity	u_i dB	Note ^a
Common uncertainty component in SIL measurement	0,26	Normal	2	$\sqrt{3}/2$	0,11	see Table 7 (7.2.3)
Repeatability of SIL value	0,10	Normal	2	$\sqrt{3}/2$	0,04	N6)
Transmit antenna mismatch	0,10	U-shaped	$\sqrt{2}$	$\sqrt{3}/2$	0,06	N10)
Receive antenna mismatch	0,10	U-shaped	$\sqrt{2}$	$\sqrt{3}/2$	0,06	N10)
Insertion loss of the adaptor used in SIL measurement	0,06	Rectangular	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	0,03	N11)
Effects of site and masts	1,0	Rectangular	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	0,50	N20)
Antenna separation error	0,04	Rectangular	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	0,02	N22)
Antenna height error	0,01	Rectangular	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	0,01	N23)
Antenna orientation error	-	Rectangular	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$		N15)
Effects of phase centre position	-	Rectangular	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	-	N17)
Polarization mismatch	-	Rectangular	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	-	N16)
Near-field effects and antenna mutual coupling	0,1	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,06	N21)
Combined standard uncertainty, u_c					0,52	
Expanded uncertainty, U^b ($k = 2$)					1,05	

TAM at a CALTS: see Figure 10 (7.4.1.2.1), $d = 10$ m or 20 m: h_1 , h_2 , and h_3 are chosen in accordance with Table B.7.

^a Numbered notes are as given by the numbered items in E.2.

^b If the major uncertainty components in this table do not follow a normal distribution function, the expanded uncertainty should be evaluated using a computer simulation such as Monte-Carlo method. However, this table shows the combined standard uncertainty given by the RSS calculation, because some calibration laboratories may not routinely perform Monte-Carlo method simulations.

Annex C (informative)

Rationale for the equations used in antenna calibration and relevant information about antenna characteristics for uncertainty analysis in the frequency range 30 MHz to 1 GHz

C.1 General

This annex provides brief explanations for the rationale of the equations used in the various antenna calibration methods that are specified in this standard. This information can be useful for understanding the applicability of each method, and evaluating the associated uncertainties.

This annex also provides information about typical characteristics of antennas used for EMC radiated disturbance measurements in the frequency range from 30 MHz to 18 GHz, which can be relevant for defining antenna set-ups and estimating the measurement uncertainties of antenna calibration results.

C.2 Antenna factor and antenna gain

C.2.1 Relationship between AF and gain for antennas in a free-space environment

An antenna consists of radiating elements, and in some cases, includes connected circuits such as a balun and attenuator(s) [pad(s)]. When an electromagnetic wave with an electric field strength e in $\mu\text{V/m}$ is incident on an antenna at an angle ξ from its boresight, as shown in Figure C.1 a), a voltage $v(\xi)$ in μV is induced at a connected load, Z_0 , with a proportional constant Φ defined by

$$\Phi(\xi) = \left| \frac{e}{v(\xi)} \right| \quad \text{in } \text{m}^{-1} \quad (\text{C.1})$$

where the incidence direction and polarization of the electromagnetic wave are assumed to be in the E-plane of the antenna. The constant Φ of Equation (C.1) is usually called the antenna factor (AF), and is expressed in logarithmic form as

$$F_a(\xi) \equiv 20 \lg[\Phi(\xi)] = E - V(\xi) \quad \text{in } \text{dB}(\text{m}^{-1}) \quad (\text{C.2})$$

with

$$E = 20 \lg(|e|) \quad \text{in } \text{dB}(\mu\text{V/m}), \text{ and } V(\xi) = 20 \lg(|v(\xi)|) \quad \text{in } \text{dB}(\mu\text{V}) \quad (\text{C.3})$$

An antenna calibration is a process to determine the AF of an antenna, especially in the boresight direction, i.e. $F_a(\xi = 0) = 20 \lg[\Phi(\xi = 0)]$, from measurements. For the purposes of this standard, $F_a(\xi = 0)$ is simply denoted by F_a .

When the connected circuits are characterized by a transmission ($ABCD$) matrix, as shown in Figure C.1 b), the AF can be given by:

$$\Phi(\xi) = (CZ_0 + D) \frac{Z_0' + Z_a}{h_e(\xi)Z_0} \quad (\text{C.4})$$

where

$h_e(\xi)$ and Z_a are the effective length and the source impedance of the radiating elements, as illustrated in Figure C.1 b), and

Z_0' is the impedance when looking towards the connected circuits from the radiating elements, which is given by:

$$Z_0' = \frac{AZ_0 + B}{CZ_0 + D} \quad (C.5)$$

Equation (C.4) implies that, even if the radiating elements are not changed, the AF varies depending on the connected circuit [i.e. Z_0' and $(CZ_0 + D)$] [64].

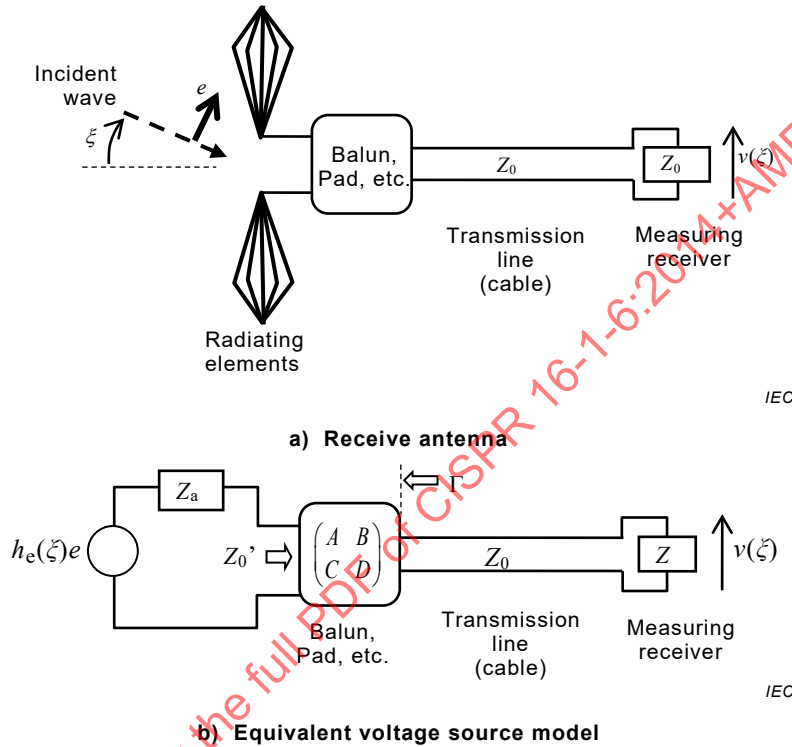


Figure C.1 – Simplified model of a receive antenna

Conventionally, antennas are characterized in terms of absolute gain [14], but AF is a more appropriate parameter when the intended measurand is electric field strength for EMC evaluation purposes. AF is related to *realized gain* that includes mismatch loss into the system characteristic impedance, typically 50 Ω. For some calibration laboratories, it would be convenient to obtain the realized gain by using the TAM, and then to convert this to AF (i.e. Φ, in m⁻¹) by using the following formula:

$$\Phi^2 = \frac{4\pi\eta}{\lambda^2 Z_0 g_a} \quad (C.6)$$

where

- g_a is the absolute value of the realized gain in free space;
- η is the intrinsic impedance of free space in Ω, i.e. nearly 377 Ω;
- Z_0 is the characteristic impedance (real) of the antenna input transmission line in Ω, usually 50 Ω;
- λ is the wavelength in free space in m.

When $Z_0 = 50 \Omega$, the AF in free space is given in $\text{dB}(\text{m}^{-1})$ by

$$F_a \equiv 20\lg(\Phi) = -29,77 + 20\lg(f_{\text{MHz}}) - G_a \quad (\text{C.7})$$

where $G_a = 10\lg(g_a)$ in dB.

The antenna factor of a calculable antenna, such as the calculable dipole antenna specified in CISPR 16-1-5, can be determined by numerical simulation using the method of moments. One way to perform the simulation is to use a plane wave impinging on the antenna of interest and derive the antenna factor based on Equation (C.1) [48]. Another way is to simulate the two-identical-antenna method with the antennas sufficiently separated in free space conditions.

C.2.2 Relationship between AF and gain for monopole antennas on a large ground plane

Monopole antennas are designed to operate with their base in electrical contact with an “infinite” (perfectly conducting) ground plane. In this environment, F_a will allow accurate calculation of the received electric field strength from the output voltage of the antenna. Many antenna designs are intended for receive only, therefore transmit gain has no relevance. When a monopole can be used as a transmit antenna, the realized gain over an “infinite” (perfectly conducting) ground plane [66] is given by Equation (C.8).

$$G_{\text{realized}} = 20\lg(f_{\text{MHz}}) - 29,77 - F_a + 6 \quad \text{in dBi.} \quad (\text{C.8})$$

When the ground plane is electrically small, or has poor conductivity, the direction of maximum gain will tend to move up in elevation, and Equation (C.8) no longer applies. In this case, the far field gain pattern in elevation will depend on the height of the transmit point and the relationship between the transmit impedance and the ground potential. When monopoles are raised on a tripod (usually with a vestigial ground plane, e.g. 0,6 m by 0,6 m), the coaxial cable acts as an antenna element and affects the voltage at the feed point that is raised above the general ground level.

C.3 Equations for the insertion loss between antennas

C.3.1 Site insertion loss measured at a free-space calibration site

Antenna calibration usually requires measurements of the insertion loss between a pair of antennas (i, j), as illustrated in Figure C.2. When a transmit antenna is supplied with power P by a signal generator, the strength of the radiated field at a receive antenna, e , and the reading of a measuring receiver, v_s , respectively are given by

$$e(i, j) = \frac{1}{d_{ij}} \sqrt{\frac{\eta}{4\pi} g_a(i | \theta) P} \quad \text{in V/m} \quad (\text{C.9})$$

and

$$v_s(i, j) = \frac{e(i, j)}{\Phi(j | \xi)} = \frac{1}{d_{ij} \Phi(j | \xi)} \sqrt{\frac{\eta}{4\pi} g_a(i | \theta) P} \quad \text{in V} \quad (\text{C.10})$$

where

P is an input power fed to the transmit antenna i in W;

d_{ij} is an actual separation distance in metres between paired antennas (i, j);

$g_a(i|\theta)$ is the realized gain of antenna i in the direction toward the receive antenna j , denoted by θ referring to its boresight direction. The realized gain is expressed by

$$g_a(i|\theta) \equiv g(i|\theta) \{1 - |\Gamma(i)|^2\}$$

in terms of the gain g , and the input reflection coefficient Γ of antenna i , respectively;

$\Phi(j|\xi)$ is the AF of antenna j (in m^{-1}), for an electromagnetic wave coming from the direction of antenna i , denoted by ξ referring to its boresight direction.

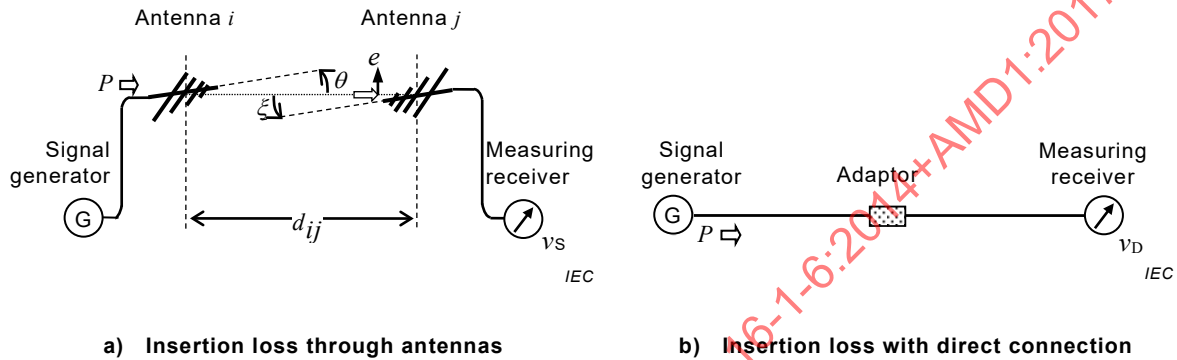


Figure C.2 – Insertion loss measurement for antenna calibration at a free-space calibration site

According to Equation (C.6), the realized gain of the transmit antenna, $g_a(i|\theta)$, in Equation (C.10), can be related to the AF, $\Phi(i|\theta)$, as:

$$g_a(i|\theta) = \frac{4\pi\eta}{\lambda^2 Z_0 [\Phi(i|\theta)]^2} \quad (\text{C.11})$$

where

$\Phi(i|\theta)$ is the AF of antenna i (in m^{-1}) for the direction of antenna j that is denoted by θ referring to its boresight direction.

When the antenna cables are detached from the antennas and connected together directly, as illustrated in Figure C.2 b), the measuring receiver indicates the voltage,

$$V_D = \sqrt{Z_0 P} \quad \text{in V} \quad (\text{C.12})$$

Equations (C.10) to (C.12) yield the insertion loss, L (dimensionless), between antenna pair (i, j) as

$$L(i, j) \equiv \frac{V_D}{V_S(i, j)} = \frac{Z_0 \lambda}{\eta} d_{ij} \Phi(i|\theta) \Phi(j|\xi) = k_a(i, j) \Phi(i) \Phi(j) \quad (\text{C.13})$$

where

$$k_a(i, j) = \frac{Z_0 \lambda}{\eta} d_{ij} \frac{\Phi(i|\theta) \Phi(j|\xi)}{\Phi(i) \Phi(j)} \quad \text{in m}^2 \quad (\text{C.14})$$

and where

$\Phi(i)$, are the AFs of antennas i and j in free space in their respective boresight directions, in m^{-1} .
 $\Phi(j)$

The insertion loss given by Equation (C.13) can be expressed in logarithmic values as

$$A_i(i, j) \equiv 20 \lg[L(i, j)] = F_a(i) + F_a(j) + K(i, j) \quad \text{in dB} \quad (\text{C.15})$$

where

$F_a(i)$, are the AFs of antennas i and j in free space in their respective boresight directions that are expressed in $\text{dB}(\text{m}^{-1})$, i.e.
 $F_a(j)$ $F_a(i) = 20 \lg[\Phi(i)]$ and $F_a(j) = 20 \lg[\Phi(j)]$

and

$$K(i, j) \equiv 20 \lg(k_a) = 20 \lg\left(\frac{Z_0 \lambda}{\eta}\right) - 20 \lg[e_0(i, j)] \quad \text{in dB}(\text{m}^2) \quad (\text{C.16})$$

The field strength parameter $e_0(i, j)$ described above is given by

$$e_0(i, j) = \frac{1}{d} \frac{d}{d_{ij}} \frac{\Phi(i)}{\Phi(i|\theta)} \frac{\Phi(j)}{\Phi(j|\xi)} \quad (\text{C.17})$$

where d is the specified antenna separation distance. If the antennas are accurately separated as specified, and their boresights are precisely directed to each other antenna (i.e. $\theta = 0$, $\xi = 0$), that is,

$$d_{ij} = d, \quad \Phi(i|\theta) = \Phi(i), \quad \text{and} \quad \Phi(j|\xi) = \Phi(j) \quad (\text{C.18})$$

then Equation (C.16) yields a simplified expression for the coefficient $K(i, j)$ as

$$K(i, j) = 20 \lg\left(\frac{Z_0 \lambda}{\eta}\right) - 20 \lg\left(\frac{1}{d}\right) = 20 \lg\left(\frac{39,8}{f_{\text{MHz}}}\right) - 20 \lg\left(\frac{1}{d}\right) \quad \text{in dB}(\text{m}^2) \quad (\text{C.19})$$

Equation (C.15) is the fundamental equation applicable to the TAM antenna calibration performed in a free-space environment, for the frequency range above 30 MHz [see also Equation (22) of 7.3.2]. However, because actual antenna set-ups can slightly differ from the conditions of Equation (C.18), errors due to such differences should be taken into account in the uncertainty evaluation using the original Equation (C.17) for $e_0(i, j)$.

C.3.2 Site insertion loss measured at a metal ground-plane site

The characteristics of an antenna above a metal ground plane may be influenced by the presence of the ground plane, that is, mutual coupling between the antenna and its image in the ground. As a result, the AF more or less varies in magnitude with the antenna height. This fact modifies Equation (C.15) to the following expression for the SIL measured at a metal ground-plane site, and with the set-up shown in Figure C.3:

$$A_i(i, j) = F_a(i|h_i, p) + F_a(j|h_j, p) + K(i, j|p) \quad \text{in dB} \quad (\text{C.20})$$

where

$F_a(i|h_i, p)$ is the height-dependent AF in $\text{dB}(\text{m}^{-1})$ of antenna i in its boresight direction, where the antenna is elevated at a height h_i and oriented for polarization p ;

$F_a(j|h_j, p)$ is the height-dependent AF in $\text{dB}(\text{m}^{-1})$ of antenna j in its boresight direction, where the antenna is elevated at a height h_j and oriented for polarization p .

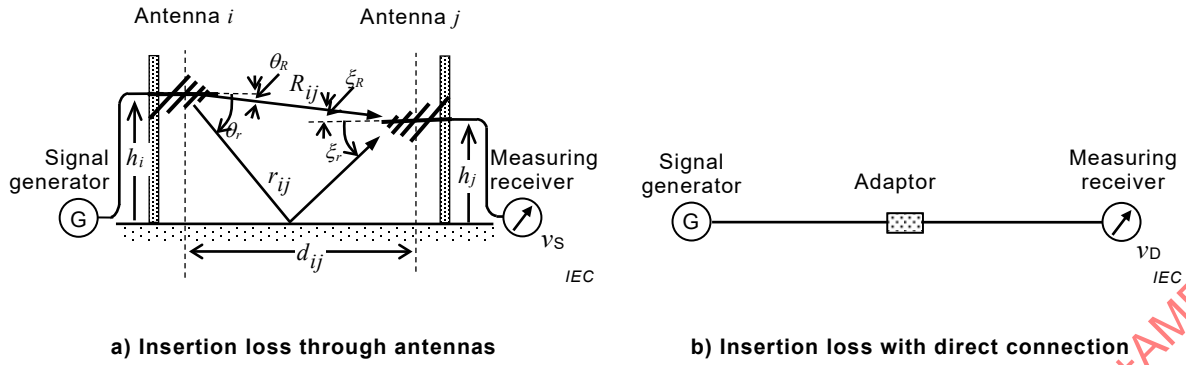


Figure C.3 – Insertion loss measurement for antenna calibration at a calibration site with a metal ground plane

In contrast to Equation (C.18), the parameter $K(i, j | p)$ accounting for the ground reflection effects is given by

$$K(i, j | p) = 20 \lg \left(\frac{39,8}{f_{\text{MHz}}} \right) - 20 \lg [e_0(i, j | p)] \quad \text{in dB(m}^2\text{)} \quad (\text{C.21})$$

with the field strength parameter given by

$$e_0(i, j | p) = \left| \frac{\Phi(i | h_i, p) \Phi(j | h_j, p)}{\Phi(i | \theta_R, h_i, p) \Phi(j | \xi_R, h_j, p)} \right| \times \left| \frac{e^{-j\beta R_{ij}}}{R_{ij}} + \rho_p \frac{e^{-j\beta r_{ij}}}{r_{ij}} \frac{\Phi(i | \theta_r, h_i, p) \Phi(j | \xi_r, h_j, p)}{\Phi(i | \theta_R, h_i, p) \Phi(j | \xi_R, h_j, p)} \right| \quad \text{in m}^{-1} \quad (\text{C.22})$$

Where

$\Phi(i | \theta, h_i, p)$ is the height-dependent AF in m^{-1} of antenna i in direction θ from its boresight, where the antenna is elevated at a height h_i and oriented for polarization p ;

$\Phi(j | \xi, h_j, p)$ is the height-dependent AF in m^{-1} of antenna j in direction ξ from its boresight, where the antenna is elevated at a height h_j and oriented for polarization p ;

θ_R, θ_r denote the directions of the direct and ground-reflected waves radiated from antenna i referring to its boresight direction, respectively;

ξ_R, ξ_r denote the directions of the direct and ground-reflected waves incident on antenna j referring to its boresight direction, respectively;

R_{ij}, r_{ij} are the propagation distances of the direct and ground-reflected waves in actual antenna set-ups, i.e.

$$R_{ij} = \sqrt{d_{ij}^2 + (h_j - h_i)^2} \quad \text{and} \quad r_{ij} = \sqrt{d_{ij}^2 + (h_j + h_i)^2};$$

β is the angular wave number, $2\pi/\lambda$;

ρ_p is the reflection coefficient of a metal ground plane for polarization p (-1 for horizontal polarization, and $+1$ for vertical polarization).

If the paired antennas have broad beamwidth radiation patterns that can cover the direct and ground-reflected waves with their respective boresight AFs, that is,

$$\begin{aligned} \Phi(i | \theta_R, h_i, p) &\cong \Phi(i | \theta_r, h_i, p) \cong \Phi(i | h_i, p) \quad \text{and} \\ \Phi(j | \xi_R, h_j, p) &\cong \Phi(j | \xi_r, h_j, p) \cong \Phi(j | h_j, p) \end{aligned} \quad (\text{C.23})$$

the field strength parameter $e_0(i, j | p)$ in Equation (C.21) can be expressed as

$$e_0(i, j | p) = \left| \frac{e^{-j\beta R_{ij}}}{R_{ij}} + \rho_p \frac{e^{-j\beta r_{ij}}}{r_{ij}} \right| \text{ in m}^{-1} \quad (\text{C.24})$$

Equation (C.20) is the fundamental equation applicable to the TAM and SSM performed at a calibration site with a metal ground plane, for the frequency range above 30 MHz. However, because actual antenna set-ups can slightly differ from the specified values, errors due to such differences should be taken into account in the uncertainty evaluation using the original Equation (C.22) for $e_0(i, j | p)$.

C.3.3 Site attenuation measured at a metal ground-plane site

Similarly to the TAM, the SSM requires site attenuation measurements for three antenna pairs, in which one antenna is placed at 2 m in height above a metal ground plane, and the other is scanned in height from 1 m to 4 m [13]. The antennas are horizontally polarized, and separated by 10 m. The SSM assumes that the site attenuation measured for an antenna pair (i, j) can be expressed in the following form [61]:

$$A_s(i, j) = F_a(i) + F_a(j) + K_{SSM} \text{ in dB} \quad (\text{C.25})$$

where $F_a(i)$ and $F_a(j)$ are the AFs of antennas i and j in their boresight directions, respectively, and

$$K_{SSM} = 20 \lg \left(\frac{39,8}{f_{\text{MHz}}} \right) - 20 \lg [e_0(i, j)]_{\max} \text{ in dB(m}^2\text{)} \quad (\text{C.26})$$

with

$$e_0(i, j)_{\max} = \left\| \frac{e^{-j\beta R_{ij}}}{R_{ij}} - \frac{e^{-j\beta r_{ij}}}{r_{ij}} \right\|_{\max} \text{ in m}^{-1} \quad (\text{C.27})$$

and where $_{\max}$ denotes the maximum absolute value reached in the specified height scan range.

These assumptions are valid for infinitesimal dipole antennas, but not appropriate for various EMC antennas used in the frequency range from 30 MHz to 1 000 MHz, because the latter can have height-dependent and directivity-dependent AFs. For example, biconical antennas and tuned dipole antennas have uniform radiation patterns in the H-plane (i.e. vertical plane for horizontally-polarized antennas), but their AFs can change in magnitude with the antenna height at frequencies below 300 MHz. For these antennas, a rigorous expression for the SA is derived from Equations (C.20) through (C.22) as

$$A_s(i, j) = A_i(i, j)_{\min} = 20 \lg \left(\frac{39,8}{f_{\text{MHz}}} \right) + F_a(i | h_i, H) + F_a(j | h_j, H) - 20 \lg \left\| \frac{e^{-j\beta R_{ij}}}{R_{ij}} - \frac{e^{-j\beta r_{ij}}}{r_{ij}} \right\|_{\max} \quad (\text{C.28})$$

Comparison between this accurate formula, and Equation (C.25), indicates that the SSM can yield the AFs for biconical and dipole antennas with large uncertainties, especially in the frequency range where the AFs vary considerably with the antenna height.

In contrast, the AF of an LPDA antenna used in the frequency range above 300 MHz is assumed to be independent of the antenna height above 1 m, but it varies in magnitude with the direction of an incident wave. For this type of antenna, a rigorous expression for the SA is derived from Equations (C.20) through (C.22) as

$$A_s(i, j) = A_i(i, j) \Big|_{\min} = F_a(i) + F_a(j) + 20 \lg \left(\frac{39,8}{f_{\text{MHz}}} \right) - 20 \lg \left\{ \left| \frac{\Phi(i | h_i, p) \Phi(j | h_j, p)}{\Phi(i | \theta_R, h_i, p) \Phi(j | \xi_R, h_j, p)} \right| \times \left| \frac{e^{-j\beta R_{ij}}}{R_{ij}} + \rho_p \frac{e^{-j\beta r_{ij}}}{r_{ij}} \frac{\Phi(i | \theta_R, h_i, p) \Phi(j | \xi_R, h_j, p)}{\Phi(i | \theta_r, h_i, p) \Phi(j | \xi_r, h_j, p)} \right| \right\}_{\max} \quad (\text{C.29})$$

Comparison between this detailed formula, and Equations (C.25) through (C.28), indicates that the SSM can yield the AFs of LPDA antennas with large uncertainties because of angular variations in the antenna factors.

Detailed explanations of the uncertainties associated with the SSM is given in A.5.

NOTE Rather than e_0 of Equation (C.27), reference [13] defines E_D that is the electric field strength in $\mu\text{V/m}$ radiated by a $\lambda/2$ dipole antenna ($g_a = 1,64$) with $P_t = 1$ pW supplied. Accordingly, $E_D(i, j | H) = \sqrt{49,2} e_0(i, j | H)$ at a metal ground-plane site. In this case, Equation (C.26) is rewritten as

$$K_{\text{SSM}} = 20 \lg \left(\frac{39,8 \sqrt{49,2}}{f_{\text{MHz}}} \right) - 20 \lg [E_D(i, j | H)] = 48,9 - 20 \lg(f_{\text{MHz}}) - 20 \lg [E_D(i, j | H)] \quad (\text{C.30})$$

C.4 Uncertainty contribution caused by near-field effects

The actual electric field strength in the near-field region of a transmit antenna is more complicated than that expressed by Equation (C.17) (see C.3.1). For example, a short dipole antenna radiates an electromagnetic wave with field strength given by the expression

$$e_0(i, j) = \frac{1}{d_{ij}} \left| 1 - \frac{j}{\beta d_{ij}} - \frac{1}{\beta^2 d_{ij}^2} \right| \quad \text{in } \text{m}^{-1} \quad (\text{C.31})$$

in the boresight direction [27]. The deviation between Equation (C.17) and the rigorous Equation (C.31) is plotted as a ratio in Figure C.4 for distances in the near-field region. Figure C.4 shows that Equation (C.17) may overestimate the actual field strength by more than 0,1 dB for distances d_{ij} shorter than λ . Accordingly, Equations (C.15) and (C.20) may lead to erroneous antenna factors when a receive antenna is placed in the near-field region. To reduce uncertainties related to e_0 , antenna calibration should be performed at a separation distance d_{ij} greater than one wavelength.

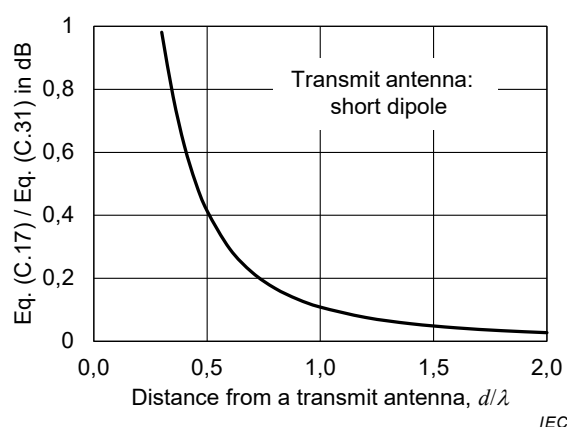


Figure C.4 – Comparison of field strength given by Equation (C.17) versus in near-field region given by Equation (C.31)

In the calibration of an aperture antenna such as a horn antenna, another criterion is usually applied to satisfy the far field condition:

$$d_{ij} > \frac{2D^2}{\lambda} \quad \text{in m} \quad (\text{C.32})$$

where D is the largest dimension in metres of the radiating aperture of an AUC. However for broadband horns, at higher frequencies D can be effectively reduced from the structural dimension of the aperture, because the antenna radiates from a smaller area of the aperture. The right-hand side of Equation (C.32) is called the far-field distance, or Rayleigh distance, i.e. the distance to restrict an error in the measured gain of the AUC to about 0,25 dB, where the transmit and receive antennas are identical in the structure. To reduce the error to less than 0,1 dB, the distance should be increased to $\geq 4D^2/\lambda$.

The near-field effects mentioned above are fundamental sources of uncertainty in antenna calibration. However, this uncertainty component should be considered along with other uncertainty contributions caused by the antenna proximity coupling and the AF height variation described in the following subclauses, as well as the non-uniformity in the incident field, because those effects are also noticeable in the near-field region.

C.5 Uncertainty contribution due to the antenna proximity coupling

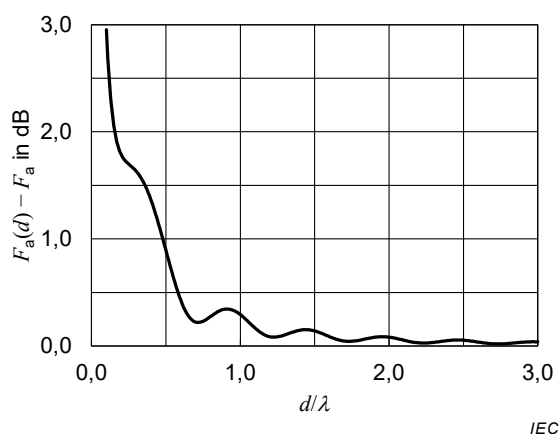
This subclause describes the near-field effects caused by: 1) field strength variation in the near field, and 2) antenna proximity (mutual) coupling influencing the antenna impedance of each antenna. The proximity coupling between transmit and receive antennas can slightly change the antenna impedance Z_a of both antennas. When the antennas are not sufficiently separated, the AF of each antenna can be affected by the presence of the other antenna [63].

Figure C.5 shows theoretical calculations of proximity coupling effects on the AF given by the two-antenna method (which gives the same result as the TAM when the transmit and receive antennas are identical) performed in a free-space environment. The effective load impedance (defined in C.2) is $Z_0' = 50 \Omega$ for all the antennas considered in Figure C.5. From Figure C.5, it is evident that the AF differs from its free-space value, F_a , as the separation distance d decreases. The two contributors to the AF deviation shown in Figure C.5 are the proximity coupling between two antennas affecting the antenna impedance, and the field strength variation in the near field, i.e. described in C.4. The dominant effect is the near field, however the equation used to calculate $F_a(d)$ assumes a relationship of field strength inversely proportional to separation distance.

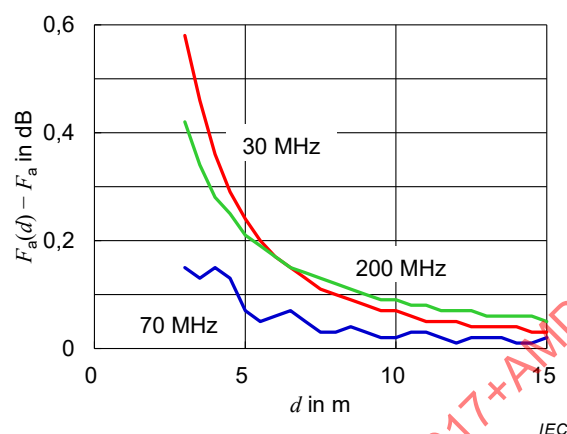
The criterion for the antenna separation distance depends on the target uncertainty attained by antenna calibration. Although Figure C.5 was calculated for the two-antenna method in free space, it gives a rough idea of the minimum separation distance d_0 required for the TAM and the SAM to yield F_a with a proximity coupling error less than $\pm 0,2$ dB.

Figure C.5 d) does not relate to proximity coupling, but rather to the error in AF if the LPDA phase centre positions are corrected according to Equation (55) (see 7.5.2.2). The simulation is of an LPDA antenna designed to cover the frequency range 250 MHz to 1 GHz. The simulation assumes the separation distance is measured from the mechanical centre of the antenna, i.e. 0,21 m behind the tip. The error is less than 0,07 dB for 3 m separation between antenna centres. This small error arises because Equation (55) gives only an approximation to the phase centre at each frequency.

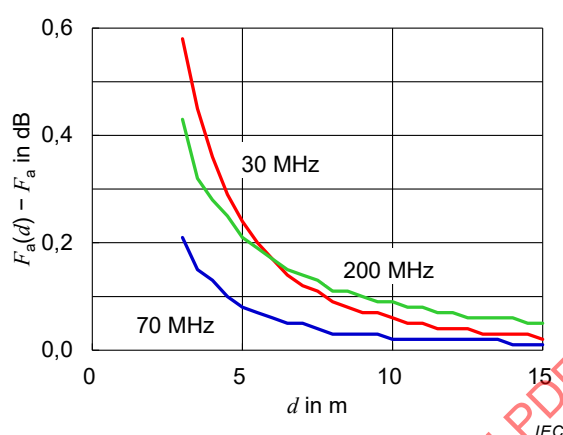
The SSM was originally developed ignoring the effect of antenna proximity coupling. The effect of ground plane reflection can be quantified by using computer simulation [19].



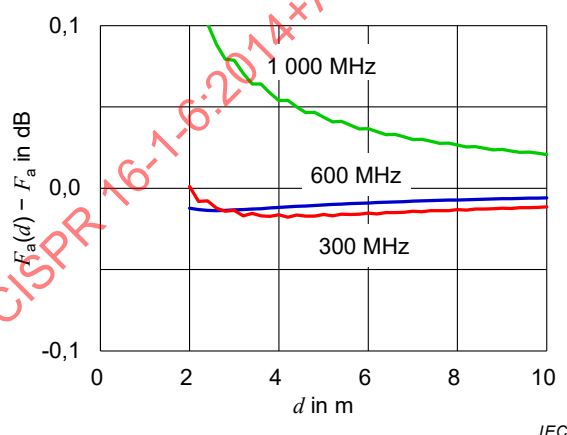
a) Half-wave tuned dipole antenna
($Z'_0 = 50 \Omega$)



b) Biconical antenna ($Z'_0 = 50 \Omega$)



c) Biconical antenna ($Z'_0 = 200 \Omega$)



d) LPDA ($Z'_0 = 50 \Omega$)

Subfigures a), b), and c) show the theoretical deviation of AF from the free-space value, F_a , caused by proximity coupling effects. Subfigure d) shows the deviation caused by errors in the phase centre locations, using Equation (55) (see 7.5.2.2); d is the distance between the antenna mid-points, being 21 cm behind the tip; $l_{\min} = 0,067$ m, $l_{\max} = 0,532$ m; $d_{\min} = 0,022$ m, $d_{\max} = 0,398$ m.

Figure C.5 – Theoretical calculations of proximity coupling effects on the AF from the TAM (free-space conditions)

C.6 Uncertainty contribution due to the ground plane reflection

C.6.1 Coupling to image in ground plane

In addition to the antenna proximity coupling, the antenna characteristics are influenced by reflections from nearby objects, in particular by a metal ground plane. This influence is caused by mutual coupling between the antenna and its image in the ground plane, leading to a height dependence of the antenna factor.

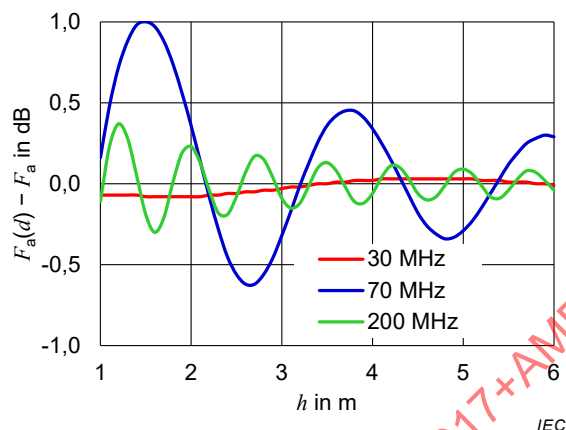
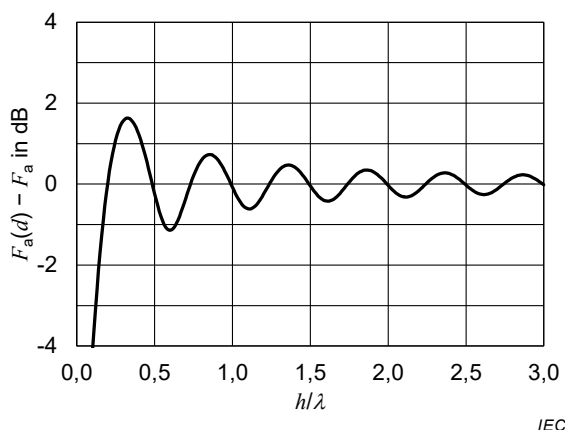
Examples of height variation of the AF theoretically analyzed are shown in Figure C.6, where a large deviation of the AF from its free-space value F_a is observed near the ground plane [48], [50], [63].

The variation of AF with height of a biconical antenna is plotted in Figure C.7 for a 50Ω balun, and in Figure C.9 for a 200Ω balun. The biconical element cross-bar is pointing along

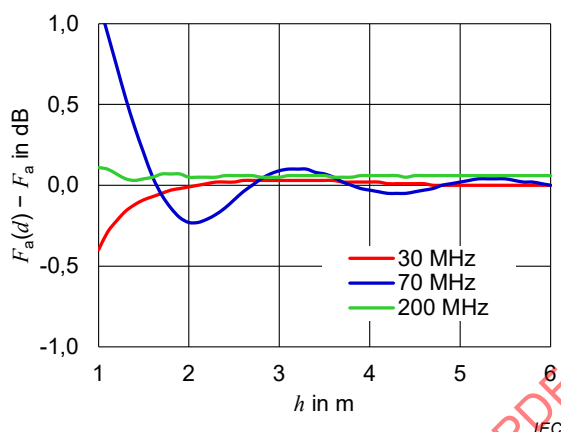
the axis between the horizontally polarized antennas, demonstrating the glitch in AFs at 224 MHz; the glitch is reduced if the cross-bars are vertically oriented, however this makes the AF more sensitive to the deformation of the radiation pattern (see also A.4.3). These plots were computed with an NEC package [52] that includes a model of a biconical antenna, but any other model of wire antenna can be substituted. As shown in Figure C.8, the deviation of $F_a(h)$ from F_a can be more than 1 dB, and asymptotically decreases with increase in the antenna height.

The AF of a tuned dipole and a biconical antenna approaches its free-space values at multiple antenna heights, as shown in Figure C.6; similarly Table C.1 indicates multiple height ranges for an error not exceeding 0,3 dB. The antenna factor approaches its free-space value with a period of nearly $\lambda/2$. One of the ranges should be selected for antenna calibration. Practical heights below 6 m, using the middle of the height range, are shown in Table B.7 (see B.5.2), which also shows the antenna separation distance and the height of the paired antenna to avoid a signal null.

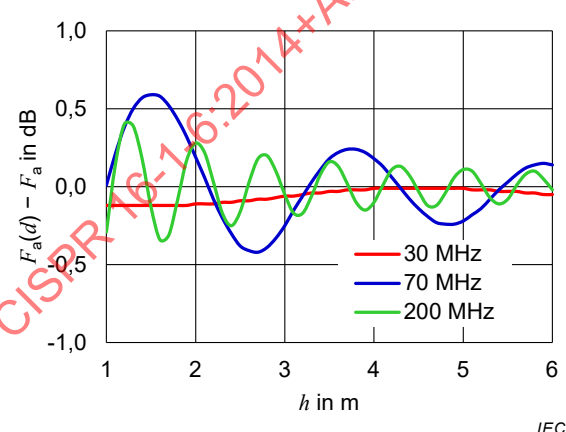
Based on Figure C.6, the effect of the height variation of the AF should be evaluated in an uncertainty analysis of the TAM or the SAM antenna calibration, performed in the frequency range below 300 MHz, where the antennas are aligned for horizontal polarization above a metal ground plane. It is noted also that the SSM antenna calibration was originally developed ignoring height dependence of the AF [62].



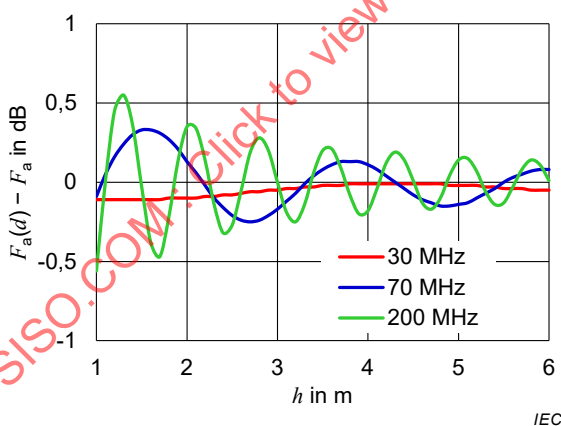
a) Half-wave tuned dipole antenna
($Z_0 = 50 \Omega$; horizontal polarization)



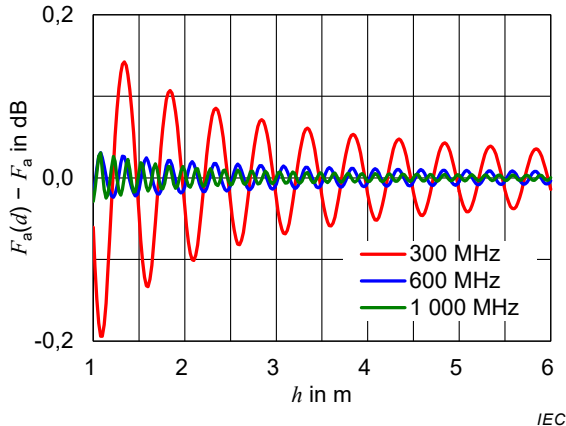
b) Biconical antenna
($Z_0 = 50 \Omega$; horizontal polarization)



c) Biconical antenna
($Z_0 = 50 \Omega$; vertical polarization)



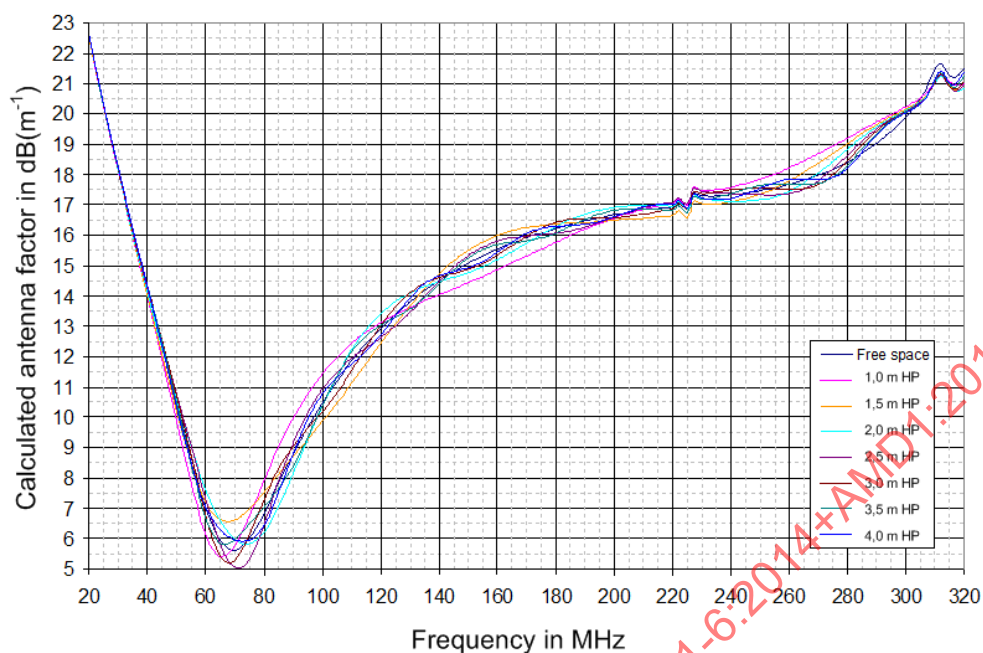
d) Biconical antenna
($Z_0 = 100 \Omega$; horizontal polarization)



e) Biconical antenna
($Z_0 = 200 \Omega$; horizontal polarization)

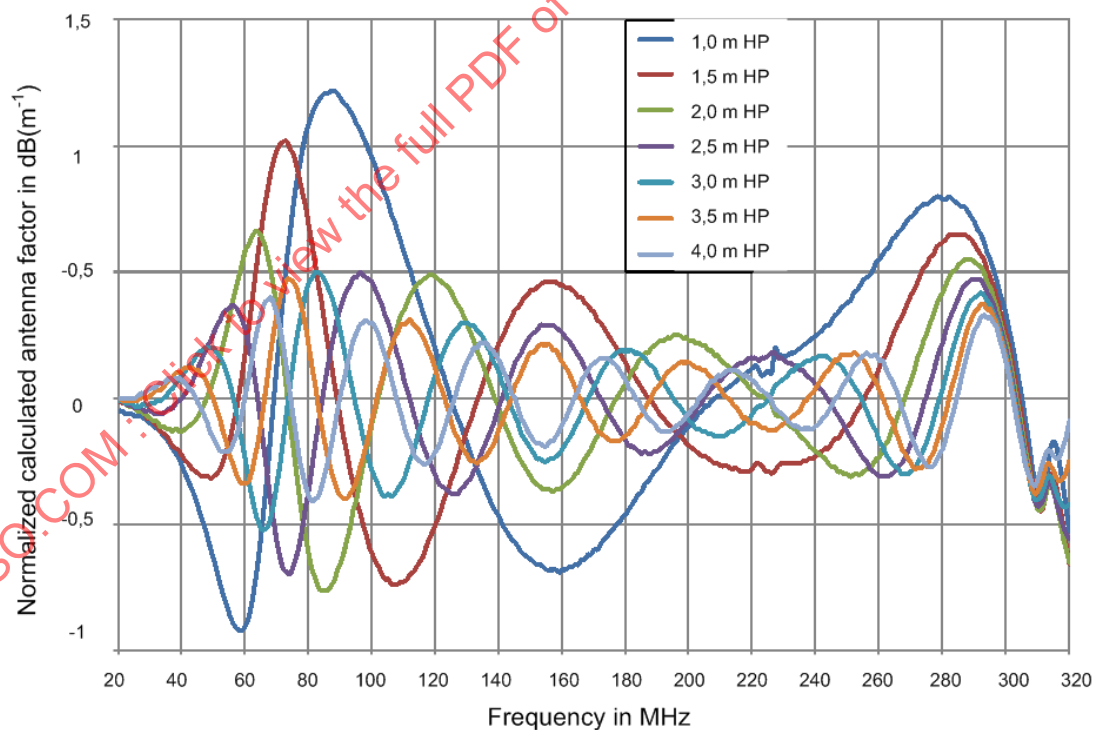
f) LPDA antenna
($Z_0 = 50 \Omega$; horizontal polarization)

Figure C.6 – Deviation of AF from free-space value, F_a , caused by mutual coupling to the image in a metal ground plane (theoretical results)



IEC

Figure C.7 – Variation of $F_a(h,H)$ of biconical antenna with 50 Ω balun, 30 MHz to 320 MHz at heights every 0,5 m above a ground plane from 1 m to 4 m



IEC

Figure C.8 – AF of Figure C.7 normalized to free-space AF

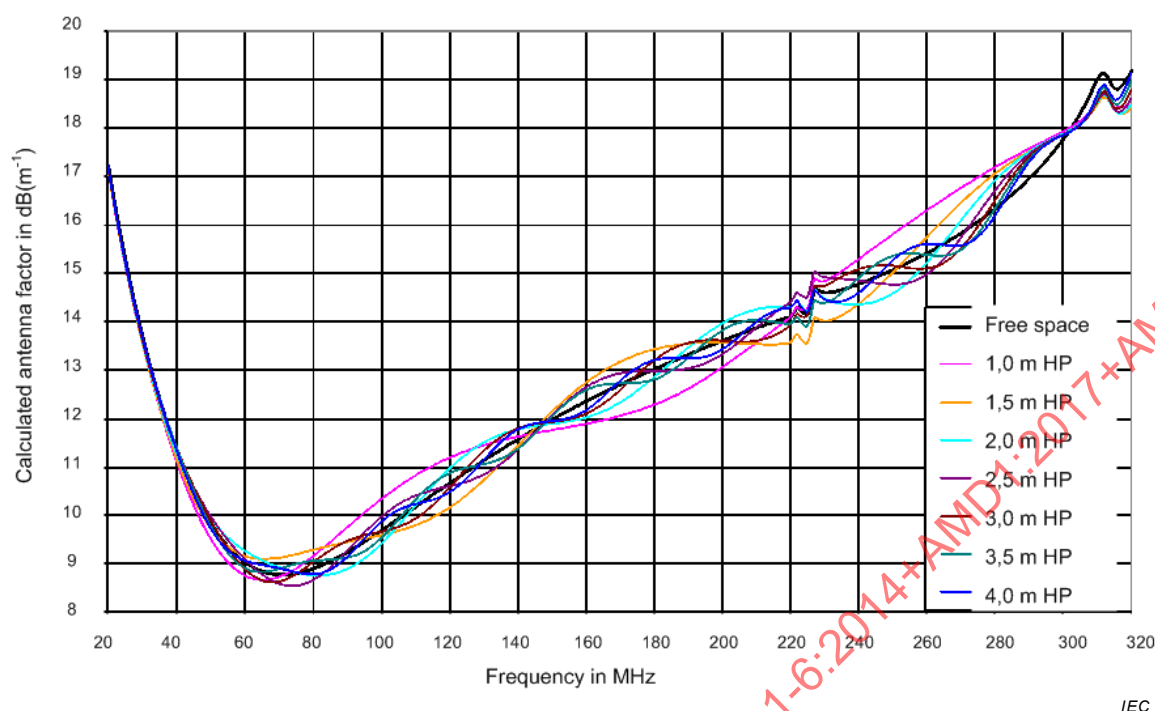


Figure C.9 – Variation of $F_a(h,H)$ of biconical antenna with 200Ω balun, 30 MHz to 320 MHz at heights every 0,5 m above a ground plane from 1 m to 4 m

Table C.1 – Examples of the antenna height range h for horizontal polarization for an error $\leq 0,3$ dB

Antenna type (H-polarization)	Antenna height range in m yielding an error due to the image effect of $\leq 0,3$ dB (see Figure C.6)	In case of h_i being below the minimum height
Half-wave tuned dipole	For $(50 \Omega \leq Z_0' < 100 \Omega)$: $(143 / f_{\text{MHz}}) \leq h \leq (152 / f_{\text{MHz}})$; $(213 / f_{\text{MHz}}) \leq h \leq (226 / f_{\text{MHz}})$; $(286 / f_{\text{MHz}}) \leq h \leq (309 / f_{\text{MHz}})$; $(358 / f_{\text{MHz}}) \leq h \leq (388 / f_{\text{MHz}})$; $(432 / f_{\text{MHz}}) \leq h \leq (468 / f_{\text{MHz}})$; $(508 / f_{\text{MHz}}) \leq h \leq (550 / f_{\text{MHz}})$; $h \geq (550 / f_{\text{MHz}})$; for $(100 \Omega \leq Z_0' < 200 \Omega)$: use height ranges for $(50 \Omega \leq Z_0' < 100 \Omega)$ and $h \geq (372 / f_{\text{MHz}})$; for $(Z_0' \geq 200 \Omega)$: use height ranges for $(50 \Omega \leq Z_0' < 100 \Omega)$ and $h \geq (219 / f_{\text{MHz}})$.	Uncertainty should be evaluated for the actual antenna set-up by referring to Figure C.6 to Figure C.9. To improve uncertainty, the image effect can be reduced by using a large height, or absorber (see 9.3.3); or by using VP (see 9.3).
Biconical	For $(Z_0' < 100 \Omega)$: $h \geq 2,6$, for $(30 \text{ MHz} \leq f < 60 \text{ MHz})$; $\{(230 / f_{\text{MHz}}) - 0,1\} \leq h \leq \{(230 / f_{\text{MHz}}) + 0,1\}$, for $(60 \text{ MHz} \leq f < 75 \text{ MHz})$; $\{(290 / f_{\text{MHz}}) - 0,1\} \leq h \leq \{(290 / f_{\text{MHz}}) + 0,1\}$, for $(75 \text{ MHz} \leq f < 95 \text{ MHz})$; $h \geq (370 / f_{\text{MHz}})$, for $(f \geq 95 \text{ MHz})$; for $(Z_0' \geq 100 \Omega)$: $h \geq 2,8$, for $(30 \text{ MHz} \leq f \leq 250 \text{ MHz})$.	
LPDA	$h \geq 1,0$, for $(f \geq 200 \text{ MHz})$.	
Hybrid	Same as for biconical for $(30 \text{ MHz} \leq f \leq 240 \text{ MHz})$; same as for LPDA for $(f > 140 \text{ MHz})$.	

NOTE f_{MHz} is the frequency in MHz, h is the height in m, and Z_0' is the effective load impedance described in C.2.

C.6.2 Correction factors $\Delta F_{a,SSM}$ for F_a of biconical antenna

Subclause 8.4.3 describes the use of correction factors $\Delta F_{a,SSM}$ to convert AF measured by SSM to F_a . The software CAP2010 [52] was used to calculate the $\Delta F_{a,SSM}$ in Table C.2; the software package includes the NEC model of the biconical antenna elements that were used. Any other model of wire antenna can be substituted. The calculation of $\Delta F_{a,SSM}$ requires that both antennas are the same model.

The layout of the biconical antenna is shown in Figure C.10, with numbered wires whose lengths are listed in Table C.3. Each half of a biconical antenna is made up of six such triangular sections, only one of which has the cross-bar, i.e. wire number 5. The angle between each bent wire and the central wire is 30° , and the angle at each bend is 90° ; therefore, the entire structure of each cone may be defined by the single cone length dimension l . For the NEC model of Table C.2, $l = 0,6$ m, and there were additional wires that represented the bulk sockets at each end of the wire “cage”; the NEC-predicted AF agreed with the measured AF of the physical antenna to within 0,3 dB.

Table C.2 – Correction factors $\Delta F_{a,SSM}$ to convert AF measured by SSM to F_a

Frequency MHz	50 Ω balun dB	200 Ω balun dB	Frequency MHz	50 Ω balun dB	200 Ω balun dB
30	0,12	0,14	170	–0,09	–0,28
35	0,09	0,10	175	–0,04	–0,23
40	0,05	0,07	180	0,04	–0,18
45	0,02	0,05	185	0,08	–0,09
50	0,00	0,05	190	0,12	–0,04
55	0,10	0,10	195	0,14	0,05
60	0,32	0,17	200	0,14	0,07
65	0,53	0,21	205	0,14	0,09
70	0,34	0,16	210	0,11	0,09
75	–0,09	0,05	215	0,09	0,04
80	–0,50	–0,11	220	0,08	0,00
85	–0,52	–0,21	225	0,02	–0,10
90	–0,43	–0,23	230	–0,03	–0,21
95	–0,29	–0,22	235	–0,08	–0,29
100	–0,12	–0,19	240	–0,10	–0,37
105	0,02	–0,12	245	–0,17	–0,44
110	0,12	–0,05	250	–0,22	–0,44
115	0,19	0,03	255	–0,20	–0,34
120	0,20	0,10	260	–0,16	–0,29
125	0,16	0,13	265	–0,15	–0,21
130	0,12	0,13	270	–0,06	–0,03
135	0,04	0,11	275	0,06	0,09
140	–0,04	0,05	280	0,13	0,08
145	–0,11	–0,03	285	0,14	0,10
150	–0,16	–0,10	290	0,14	0,10
155	–0,20	–0,19	295	0,10	0,10
160	–0,18	–0,24	300	0,08	–0,04
165	–0,16	–0,27			

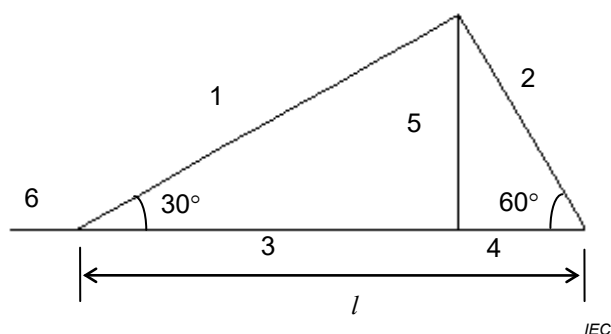


Figure C.10 – Diagram of one triangular section of a biconical antenna element

Table C.3 – Mechanical dimensions for the biconical antenna [52]

Wire No.	Total Number of Segments	Total Length m
1	10	$0,52 \left(l \sqrt{3}/2 \right)$
2	5	$0,30 \left(l/2 \right)$
3	8	$0,44 \left(3l/4 \right)$
4	3	$0,15 \left(l/4 \right)$
5	5	$0,25 \left(l \sqrt{3}/4 \right)$
6	3	0,097 5

C.7 Uncertainty contribution due to the antenna radiation pattern

C.7.1 General

Equations (C.17) and (C.22) (C.3.1, C.3.2) include the effects of variation in the radiation pattern of antennas in terms of $\Phi(i|\theta)$, $\Phi(j|\xi)$, as well as other parameters. Examples of measured patterns are plotted in Figure C.11, Figure C.12, and Figure C.13, for each type of antenna used in the frequency range from 30 MHz to 1000 MHz. When antennas are not properly oriented during the calibration process, the uncertainty increases due to variation in the radiation pattern of the antennas. This variation should be evaluated for each type of antenna, where Figure C.11, Figure C.12, and Figure C.13 can be used as examples of the radiation patterns.

The uncertainty analyses carried out for calibrations performed at a metal ground-plane site should address the effects of the radiation pattern on a ground-reflected wave, based on Equation (C.22). Because the antennas have broad beamwidths, it is not necessary to know $\Phi(i|\theta, h_i, p)$ and $\Phi(j|\xi, h_j, p)$ precisely, and it is possible to set up the antennas for calibration purposes such that one of the two following conditions is met:

- $\Phi(i|\theta_R, h_i, p) \cong \Phi(i|\theta_r, h_i, p) \cong \Phi(j|\xi_R, h_j, p) \cong \Phi(j|\xi_r, h_j, p) \cong 1$, where both the direct and ground-reflected waves are in the main lobe of the other antenna, or
- $\Phi(i|\theta_R, h_i, p) \gg \Phi(i|\theta_r, h_i, p)$, $\Phi(j|\xi_R, h_j, p) \gg \Phi(j|\xi_r, h_j, p)$, and $1/R \gg 1/r$, where the effects of the ground-reflected wave are negligibly small compared with those of the direct wave. RF absorbers can be effective to reduce the ground-reflected wave.

The SSM is in terms of the radiation pattern of a short dipole antenna, and therefore noticeable errors can be introduced in the determined AF of a directive antenna, such as an LPDA, that should be taken into account in the uncertainty evaluation.

For example, omnidirectional antennas, such as biconical antennas, are usually placed in horizontal polarization, where the preceding condition a) applies. The more directional LPDA or hybrid antennas should be set up to have sufficient separation between the AUC and the paired antenna to reduce the effects of ground reflected waves incident from a direction other than boresight, where condition a) applies. In addition, condition b) can apply for calibration of LPDA antennas, where they are elevated at high positions and separated by a comparably short distance.

In the following subclauses, radiation patterns are shown in terms of the relative realized gain g_a that is inversely proportional to the square of the antenna factor Φ , as shown in Equation (C.6) (see C.2.1).

C.7.2 Biconical antennas

Biconical antennas can be assumed to have omnidirectional radiation patterns in the H-plane, but will have E-plane patterns that differ from those of an ideal half-wave tuned dipole antenna depending on the frequency, as shown in the examples of Figure C.11.

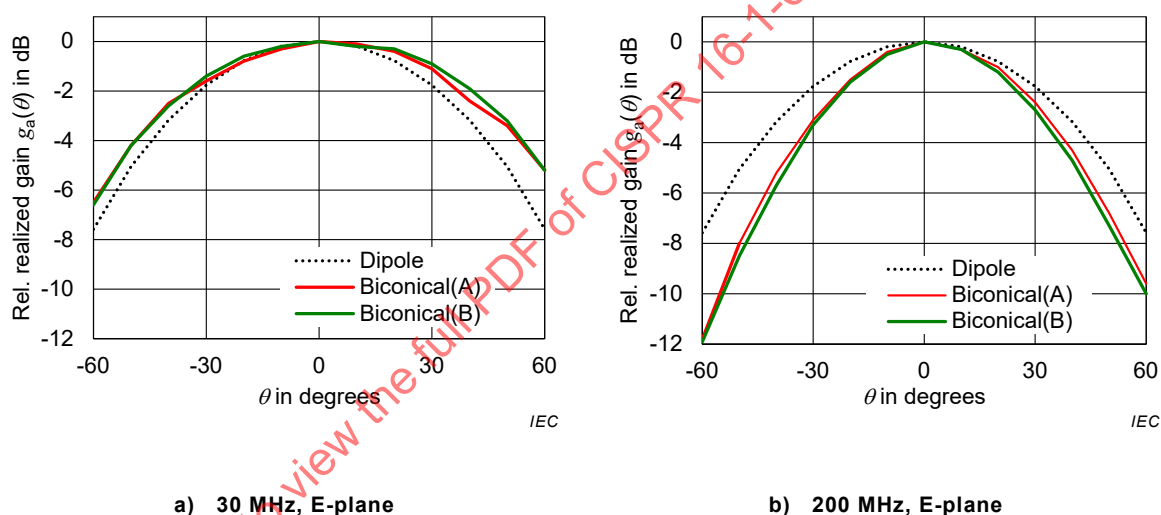
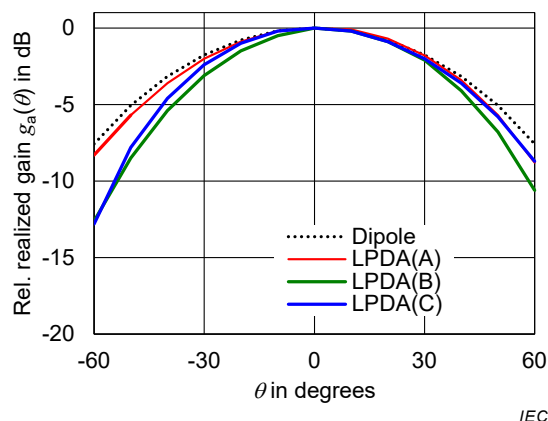


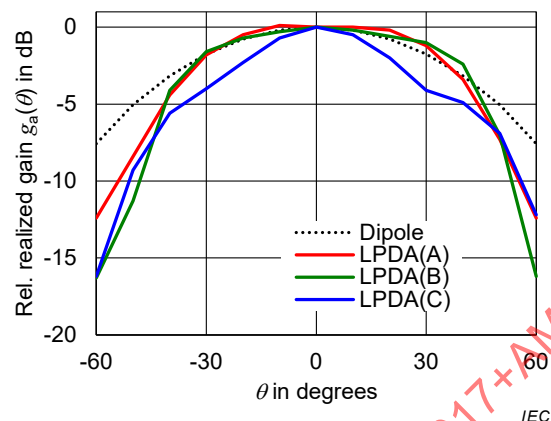
Figure C.11 – Examples of radiation patterns (relative realized gain) of two example biconical antennas compared to ideal half-wave tuned dipole antenna

C.7.3 LPDA antennas

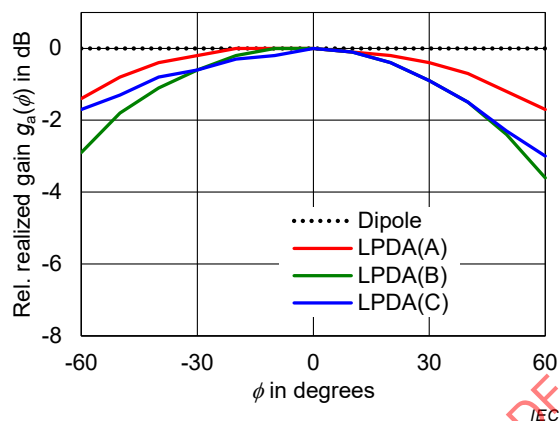
Depending upon antenna design and frequency, LPDA antennas have radiation patterns in the E-planes and H-planes that differ from those of an ideal half-wave tuned dipole antenna, as shown in the examples of Figure C.12.



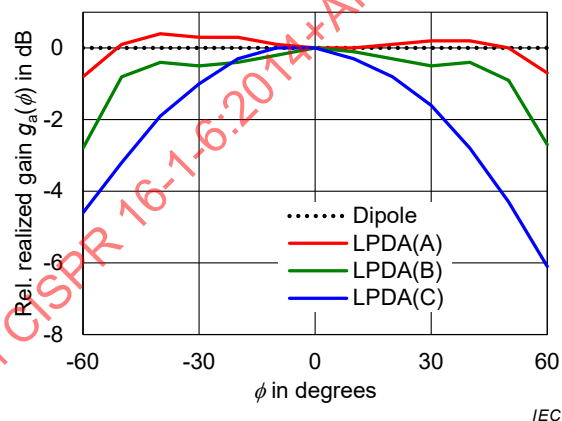
a) 300 MHz, E-plane



b) 1 000 MHz, E-plane



c) 300 MHz, H-plane

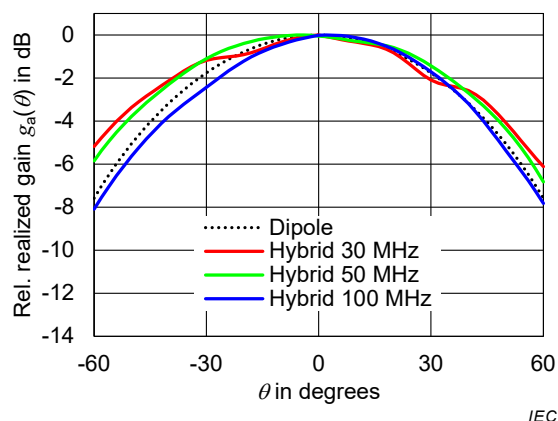


d) 1 000 MHz, H-plane

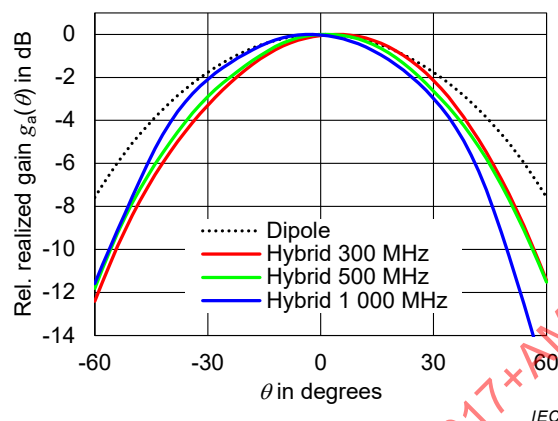
Figure C.12 – Examples of radiation patterns (relative realized gain) of three example LPDA antennas, compared to ideal half-wave tuned dipole antenna

C.7.4 Hybrid antennas

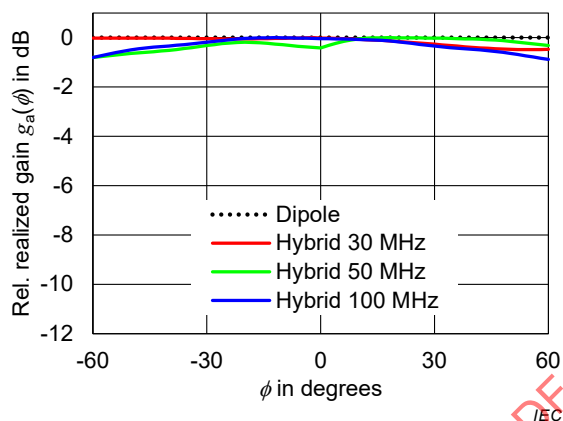
Depending on the antenna design and the frequency, hybrid antennas have radiation patterns in the E-planes and H-planes that differ from those of an ideal half-wave tuned dipole antenna, as shown in the examples of Figure C.13.



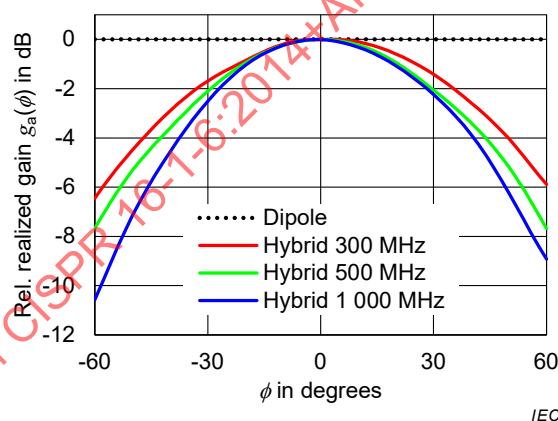
a) VHF band, E-plane



b) UHF band, E-plane



c) VHF band, H-plane

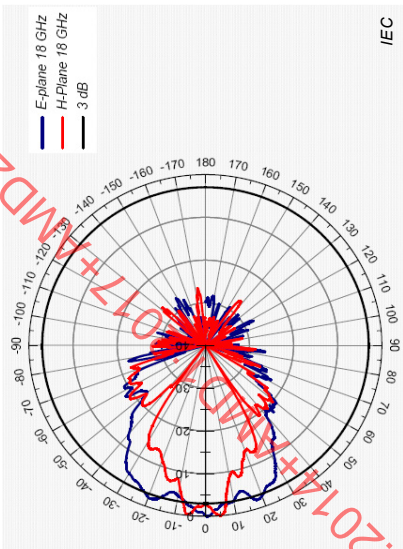


d) UHF band, H-plane

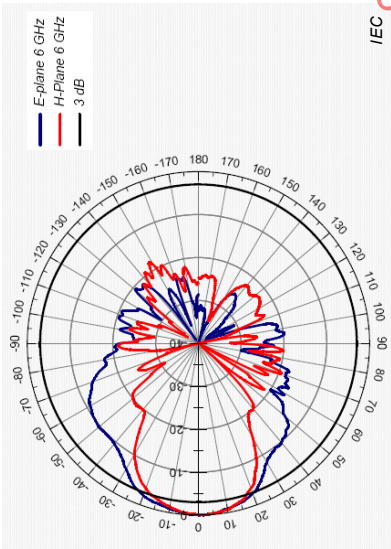
Figure C.13 – Examples of radiation patterns (relative realized gain) of an example hybrid antenna, compared to ideal half-wave tuned dipole antenna

C.7.5 Horn and LPDA antennas from 1 GHz to 18 GHz

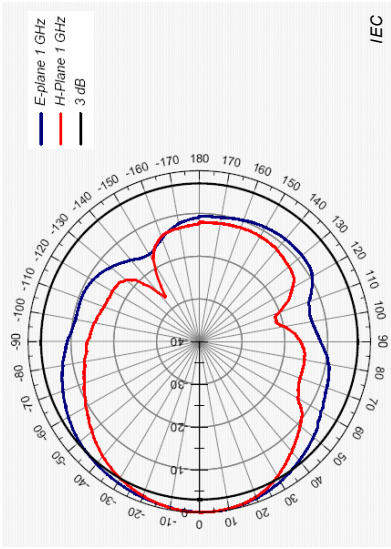
An investigation of several antennas specified to operate in the frequency range from 1 GHz to 18 GHz was performed [55]. The 360° antenna patterns at 1 GHz, 6 GHz and 18 GHz were measured. Figure C.14, Figure C.15, Figure C.16, and Figure C.17 show example E-plane and H-plane radiation patterns of four types of EMC horn and LPDA antennas for the frequencies 1 GHz, 6 GHz and 18 GHz. These are: Figure C.14 classical DRH, Figure C.15 novel DRH, Figure C.16 classical LPDA, and Figure C.17 V-type LPDA antenna.



c) 18 GHz

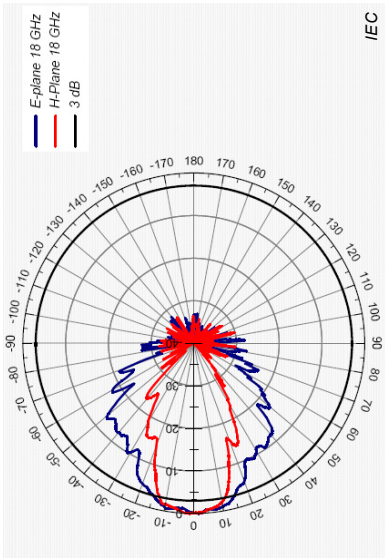


b) 6 GHz

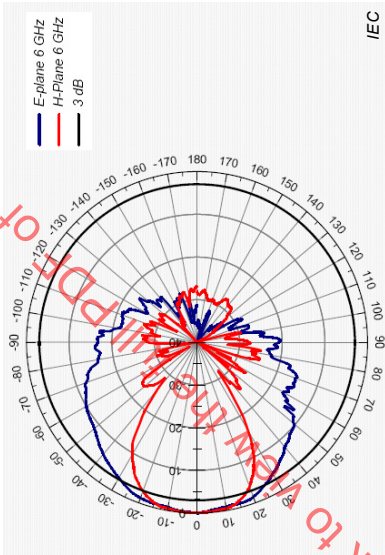


a) 1 GHz

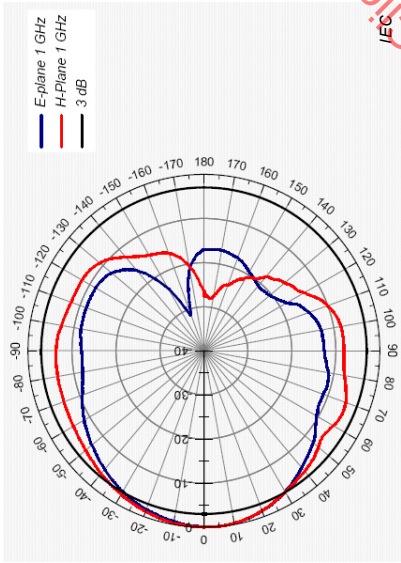
Figure C.14 – Example radiation patterns for classical DRH antenna



c) 18 GHz

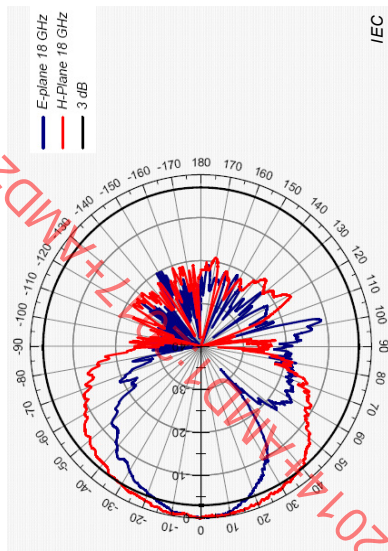


b): 6 GHz

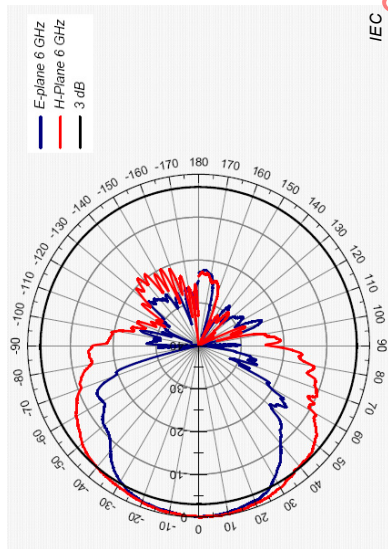


a) 1 GHz

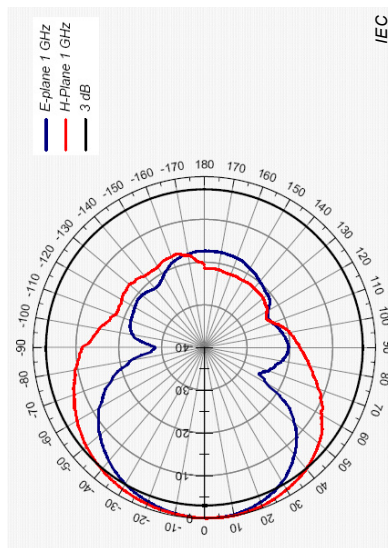
Figure C.15 – Example radiation patterns for novel DRH antenna



c) 18 GHz

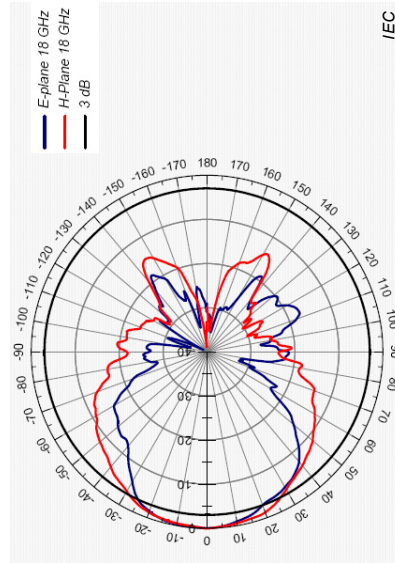


b) 6 GHz

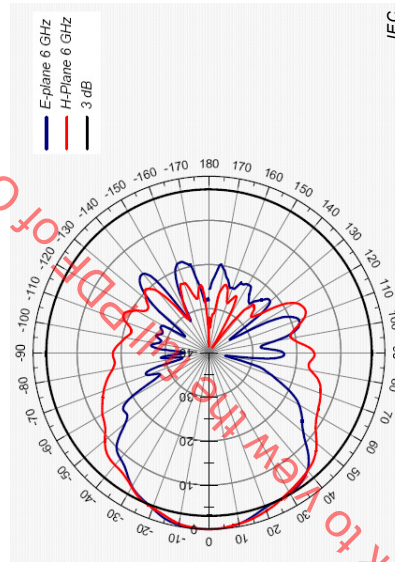


a) 1 GHz

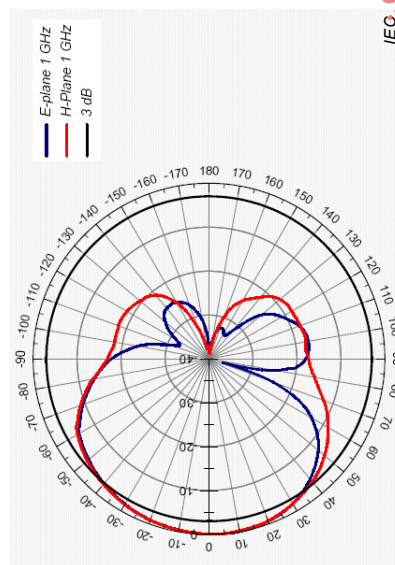
Figure C.16 – Example radiation patterns for classical LPDA antenna



c) 18 GHz



b) 6 GHz



a) 1 GHz

Figure C.17 – Example radiation patterns for V-type LPDA antenna

Annex D (informative)

Background information and rationale for calibration of antennas at frequencies above 1 GHz

D.1 Mismatch uncertainty

The reflection coefficients, and therefore the impedance match, of typical wideband EMC antennas tends to vary significantly across the operating band, sometimes exhibiting peaks as high as $|\Gamma| = 0,5$ (i.e. return loss = 6 dB) and more. Even though matching attenuators are used during the measurements, these are not perfect and the resulting mismatch uncertainty can become significant for a very poorly matched antenna.

For example, a good type N 6 dB matching attenuator will have a reflection coefficient of $|\Gamma| \leq 0,07$ (return loss > 23 dB). If this is connected to an antenna with $|\Gamma| = 0,5$, a Z_0 mismatch uncertainty of up to 0,32 dB could result, assuming a receiver with $|\Gamma| = 0,05$. The match of these attenuators can be expected to deteriorate over time as they become worn through repeated connection and disconnection, which makes regular verification essential.

Personnel who are used to dealing with antennas, cables and connectors below 1 GHz should be aware that losses and mismatches increase rapidly with frequency above 1 GHz, and this is especially true for smaller connectors and transmission line sizes, such as coaxial 2,92 mm and 2,4 mm.

D.2 Mutual coupling between antennas and chamber reflection

If the pair of antennas comprises horns, the effect of multiple reflections between the two horns, including the equipment to which the horns are mounted, appears as an oscillation with period $\lambda/2$, which decays slowly as the separation distance d increases. Combining this effect with chamber reflections, the error could be significant when one uses a single value of d in determining F_a .

To remove the effect of chamber reflection, the pair of antennas keeping separation fixed can be moved (e.g. in increments of $\lambda/8$) to different locations within the central region of the chamber (i.e. moving the antennas in tandem), then the results averaged. The position and number used for averaging depend on the quality of the specific anechoic chamber.

A possible method of reducing the variation of AF caused by mutual coupling is to perform a swept frequency measurement at a fixed distance, R , and to use a sliding window (equivalent to smoothing) to average the AF. A possible problem with this is that it will not only remove the ripples caused by mutual coupling and chamber reflections, but also remove the natural undulations in horn gain (which are caused by reflections between the throat and the front face of the horn). This problem would be minimized if the periodicity of the ripples due to coupling and reflections is shorter than that of the gain ripple.

The application of averaging needs to be carefully considered, and to be supported by experience. Averaging adds extra time to a calibration. However, for a relaxed overall uncertainty, these processes could be avoided by adding an uncertainty component related to the size of the ripple.

D.3 Antenna separation distance and phase centre

The separation distance d_{12} can be expressed by Equation (D.1):

$$d_{12} = r_{12} + \Delta_1 + d_2 \quad (\text{D.1})$$

where

- r_{12} is the tip-to-tip distance of an LPDA antenna (for a DRH antenna the “aperture face” is taken as the “tip”);
- Δ_1 and d_2 are distances from the antenna tip or aperture to the phase centres within the antenna, as shown in Figure D.1.

The phase centre for an LPDA antenna can be found from Equation (55) (see 7.5.2.2). Therefore, for different combinations of DRH, LPDA, biconical and dipole antennas, the separation distance between phase centres can be calculated by using Equation (D.1). In general, the phase centre of a dipole antenna is the centre point of the radiating elements, but for directional antennas, such as DRH and LPDA, the situation is more complicated. The phase centre is considered in 7.5.3, which can be used to reduce the uncertainty of F_a ; however reference [30] for example reports large variations between different horn designs. Figure D.2 shows an example of a transmission system between a DRH antenna and an LPDA antenna. Figure D.3 shows an example of the measured F_a of a DRH at 4,5 GHz, for antenna separations between 1,5 m and 2,5 m, using the TAM and two paired LPDA antennas. Figure D.3 shows that the error due to horn phase centre is 0,8 dB at 1,5 m separation, and 0,4 dB at 3 m separation. For the purposes of EMC radiated disturbance measurements, the front face of the horn is a sufficient reference position, and the variation in phase centre can be dealt with by an uncertainty term.

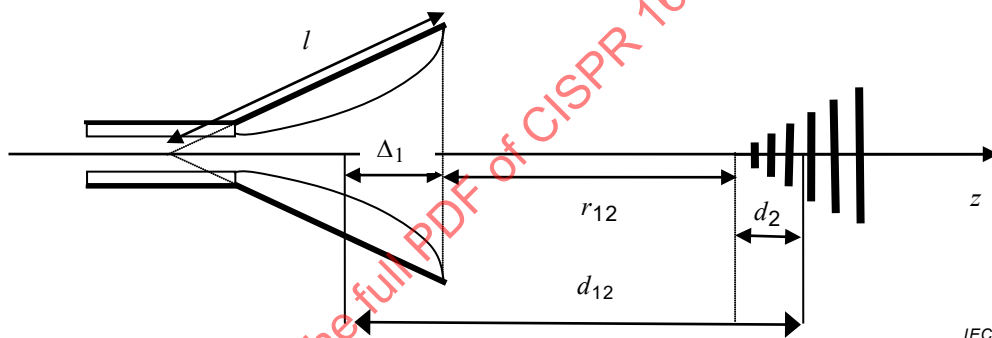


Figure D.1 – Relative phase centres of a DRH antenna and an LPDA antenna

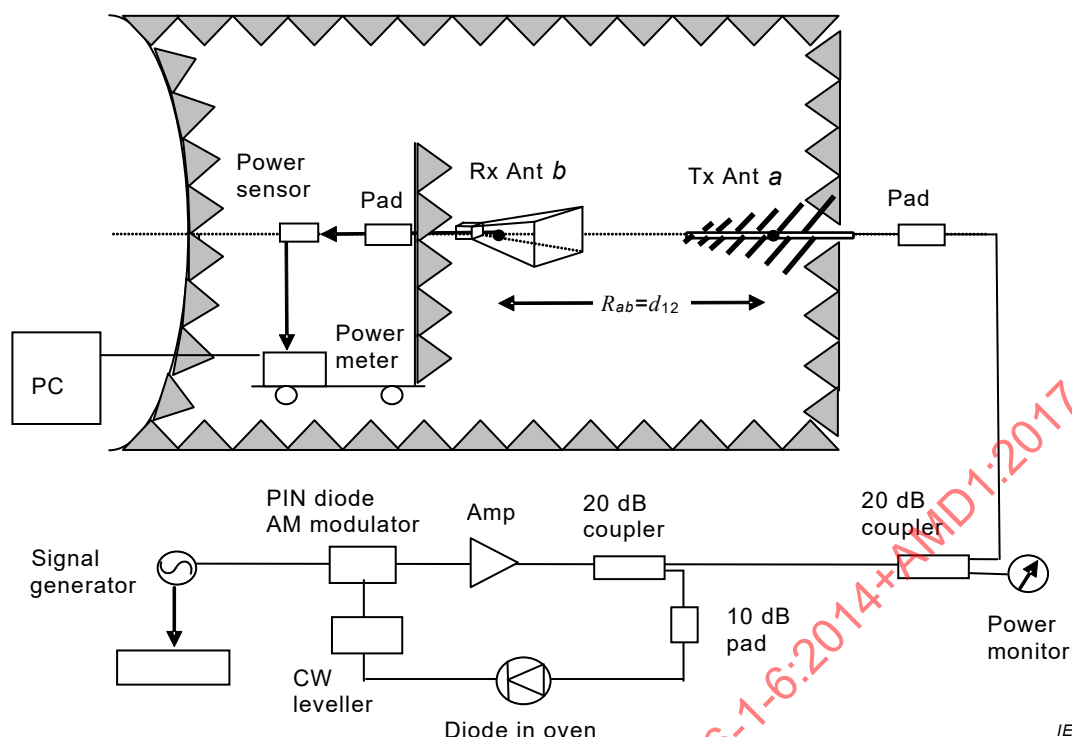
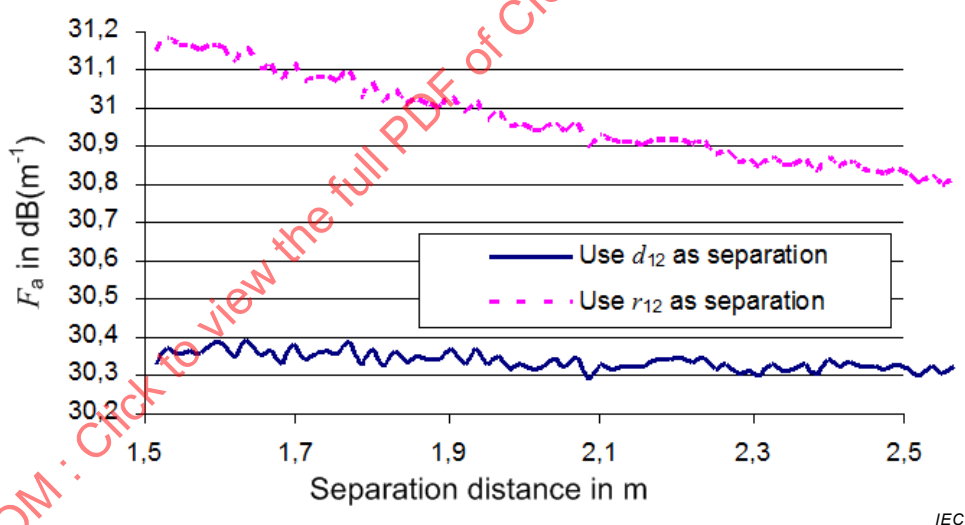


Figure D.2 – A transmission system between a horn antenna and an LPDA antenna



NOTE d_{12} , and r_{12} are defined in Equation (D.1).

Figure D.3 – Measured AFs of a DRH antenna at 4,5 GHz

D.4 Example gain of DRH at 1 m distance

Figure D.4 shows the “realized gain” as a function of frequency for a DRH antenna measured at 1 m from the aperture, using the method described in 9.5.1 with three pairs of DRH antennas and assuming the phase centre at the front face of each DRH. To determine the far-field gain, an extrapolation measurement [51] would need to be performed, however finite distances of 1 m and 3 m are the most common in EMC testing. At 1 m separation, there will be effects of mutual coupling between the antennas.

To ensure reproducible measurements, it is important that the antennas are accurately aligned, particularly above 12 GHz, because a small misalignment can lead to different mutual coupling magnitudes (see also the NOTE in 9.5.1.3). The undulations in the frequency response plot are caused by both interaction between the aperture and throat of the horn, and mutual coupling between antennas.

The FAR used for this measurement is 8 m by 5 m by 5 m, and is lined with 0,6 m long pyramidal absorber. With this FAR, AF uncertainties as low as $\pm 0,5$ dB have been achieved for DRH antennas from 1 GHz to 18 GHz, using 3 m separation and due care in set up. The uncertainties were highest at 1 GHz, where the radiation main beams were at their widest, and the absorber was least efficient.

The performance of the FAR should improve with increase in frequency, however the uncertainties for a particular model of DRH antenna were also highest above 14 GHz, due to the deformation of the main beam, therefore requiring careful alignment within 1° , and due to the effect of multiple reflections between the antennas (see also the NOTE in 9.5.1.3). Some DRH antennas have poor repeatability due to the manner in which they are constructed, and the low quality of the input connector.

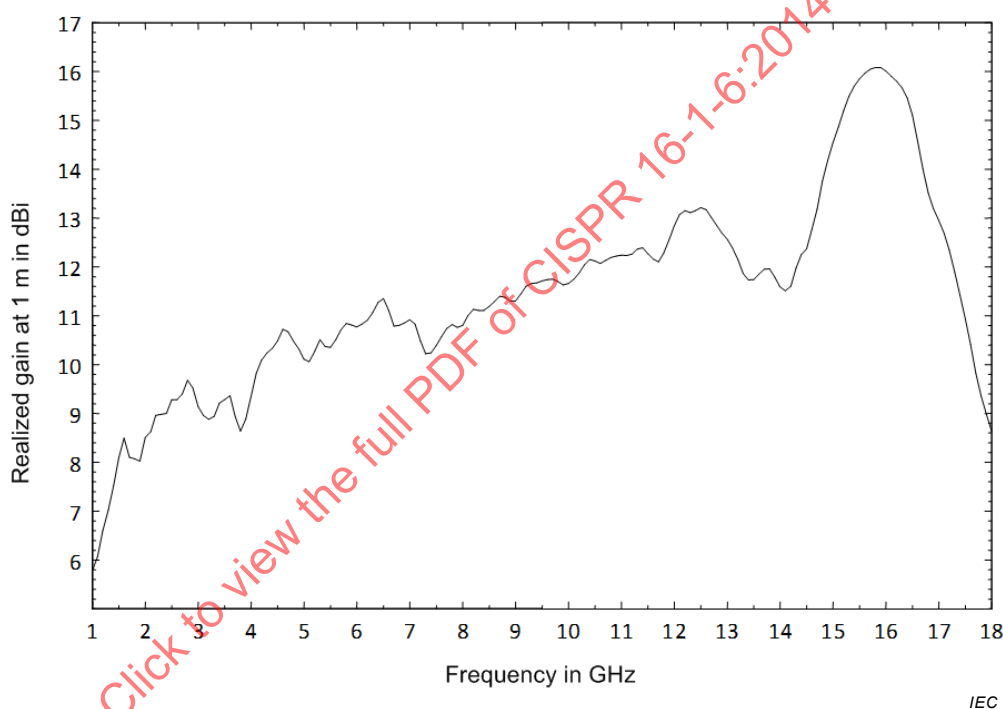


Figure D.4 – Graph showing the realized gain at 1 m for a DRH antenna

Annex E (informative)

Notes for measurement uncertainty budgets

E.1 General

Further explanation is given in this annex for the component terms in the measurement uncertainty budgets for the measurement results of the antenna calibration methods of this standard. The number of each note corresponds with the Note numbers in the uncertainty tables in the other subclauses of this standard.

In a measurement uncertainty budget where a site imperfection term involving a rectangular distribution is dominant, the expanded standard uncertainty might not be accurate, because the conditions for the applicability of the methods of ISO/IEC Guide 98-3 [7] are not met. When the distributions for the input quantities are not normal, as is the case with a dominant term, or when the model is non-linear, the “law of propagation of uncertainty” becomes approximate. Supplement 1 of ISO/IEC Guide 98-3 [7] is applied in any cases of doubt. ISO/IEC Guide 98-3 Supplement 1 applies a Monte Carlo method as an implementation of the propagation of (probability) distributions.

For radiated disturbance measurements made at shorter distances, such as 3 m, the uncertainty in AF should be increased, to allow for larger effects from phase centres and radiation patterns; however, phase centre errors can be relatively easily reduced by correcting for the separation to the phase centre position on the antenna corresponding to each frequency; refer to CISPR 16-4-2. Measurement of radiation patterns requires significant effort, but generic data supplied by manufacturers can be used to reduce the error, allowing a margin of uncertainty for the difference between the generic patterns and the antenna’s actual patterns.

E.2 Notes for measurement uncertainty budgets

- N1) Uncertainty components attributed to the noise and the linearity of a VNA are usually combined and indicated as the $|S_{21}|$ uncertainty in a data sheet of the analyzer. For example, an uncertainty value 0,07 dB applies for measurements of $|S_{21}| = -20$ dB in the frequency range below 30 MHz. See 6.2.4 about the effects of noise.
- N2) For Equations (G.8) and (G.9), the listed example of the error bounds assumes that $\Gamma_M = \Gamma_A = \Gamma_T = 0,06$ (return loss 24 dB), $S_{11} = 0,18$ (return loss 15 dB), and $S_{22} = 0,32$ (return loss 10 dB), $S_{21} = 1,0$; the results are $M_D^- = M_L^- = 0,266$ dB (see G.2.5.4).
- N3) Antenna capacitance is assumed to be $C_a = 11$ pF with an error of $\pm 1,3$ pF. For this example, Equation (G.7) yields an error of 1,09 dB in the resultant antenna factor (see G.2.5.2).
- N4) The stability of the amplifier gain is to be considered in case it significantly changes during the calibration process. In Table 4 (see 5.1.2.5), it is estimated to be 0,05 dB, by referring to the specifications of an amplifier.
- N5) If the effective height of a monopole is estimated with an error of 4 %, the capacitance C_a corresponding to the effective height contains an error of 0,341 dB (see G.2.5.5).
- N6) The uncertainty associated with the measurement repeatability is determined by a Type-A uncertainty evaluation. It includes the set-up errors (e.g. connector repeatability and antenna set-up). A set of 10 measurements should be performed, including a complete dismantling and set up, to obtain a reliable value.

- N7) The combined standard uncertainty can be calculated by the RSS of each uncertainty contribution listed in the table.
- N8) For example, a data sheet of a VNA indicates an uncertainty value 0,18 dB for measurements of $\Delta V (= |S_{21}|) = -40$ dB with source power of -12 dBm at frequencies from 45 MHz to 18 GHz. See N1), 6.2.4, and A.8.1 about effects of the receiver noise.
- N9) Contribution due to variation of cable attenuation in the time between the reference attenuation (direct connection) and SIL measurements (with antennas). It should be evaluated for each type of cable in use and for frequency, temperature, and flexing. The tabulated value 0,15 dB is an example assuming the calibration is not performed under extreme environmental conditions (e.g. CALTS with temperature changes of more than 5 °C during the calibration process). The minimum cable bend radius may be supplied by the cable manufacturer. Assess the effect of cable bending through repeat measurements.
- N10) The error bound 0,16 dB listed in Table 9 (8.4.4) to Table 14 (9.5.1.4) was derived from Equation (13) or Equation (14) (see 6.2.2) assuming that, for example, $|\Gamma_{aT}| = |\Gamma_{aR}| = 0,33$ (VSWR = 2,0:1), $|\Gamma_T| = |\Gamma_R| = 0,091$ (VSWR = 1,2:1), $|S_{11}| = |S_{22}| = 0,024$ and $|S_{21}| = 0,5$ (cable loss 6 dB). However, if the antenna mismatch is as small as $|\Gamma_{aT}| = |\Gamma_{aR}| = 0,19$ (VSWR = 1,46:1) as for a tuned dipole antenna, the error bound can be reduced to 0,10 dB, as shown in Table 11 and Table B.8 (9.2.3 and B.5.2). The STA used in the SAM is assumed to have $|\Gamma_{aR}| = 0,091$ (VSWR = 1,2:1) with a 6 dB pad connected, resulting in a mismatch uncertainty of 0,06 dB.
- N11) The insertion loss of the actual through connection shown in Figure 8 b) (see 7.2.2) (i.e. using a back-to-back adaptor) is to be considered, because it will not be present during the measurements with antennas. The maximum mismatch uncertainty for the back-to-back adaptor used for the direct connection is estimated by Equation (F.4) that can be simplified as

$$\delta(V_{\text{mismatch adaptor}}) = 20 \lg \left| 1 \pm (\Gamma_T S_{11A} + \Gamma_R S_{22A} + \Gamma_T \Gamma_R S_{21A}^2) \right| \quad \text{in dB} \quad (\text{E.1})$$

with

Γ_T and Γ_R are the reflection coefficients of the transmit or receive ports, respectively;

S_{21A} and S_{11A} (S_{22A}) are the transmission and reflection coefficients of the adaptor.

where S_{11A} and S_{22A} are assumed to be much smaller than S_{21A} . For a typical adaptor and antenna ports, the return losses, Γ_T , Γ_R , S_{11A} and S_{22A} , are better than 26 dB ($< 0,05$), and $|S_{21A}|$ is smaller than 0,1 dB ($> 0,99$). For these parameters, Equation (E.1) yields an error bound of $\pm 0,06$ dB for SIL measurements (see A.8.3).

- N12) This includes effects of ground reflections, and reflections from the antenna supports and cables, including reflections from the environment such as trees, buildings, fences and power lines. The maximum deviation of the antenna calibration site from the theoretical SIL or NSA is to be included. The CALTS requirement of ± 1 dB can be used.
- N13) In Table 9 (see 8.4.4), effects of the antenna separation error on SA should be evaluated using actual measurements, or computer simulation such as using CAP2010 [52]. An error of 0,05 dB is given by computer simulation for the antenna separation being adjusted to $d = 10$ m with an error of 0,05 m. Nearly the same value can be obtained using Equation (41) (see 7.4.1.2.1). For Table 13 and Table 14 (9.4.2.2 and 9.5.1.4), Equation (41) indicates that an error of 0,01 m in the separation distance changes the SIL by about 0,03 dB for $d = 2,5$ m and 3 m.
- N14) Effects of the antenna height error should be evaluated based on actual measurements or computer simulation. Computer simulation estimates an SA error to be 0,02 dB for an error of 0,01 m in setting of the receive antenna height. Because height errors for the

transmit and receive antennas both should be included in the RSS calculation, the total error becomes 0,03 dB. Equations (41) and (45) (7.4.1.2.1 and 7.4.2.1) do not provide an accurate estimate if antennas under calibration have antenna factors that vary with antenna height.

- N15) In Table 9, Table 10, and Table 11 (8.4.4, 9.2.3), errors in the azimuth orientation of transmit and receive antennas are assumed to be $\pm 2,5^\circ$. In Table 12 and Table 13 (9.3.3 and 9.4.2.2), antennas are assumed to be oriented for vertical polarization, with an error of $2,5^\circ$ in the elevation (or depression) angle. For these antenna orientation errors, Figure C.11, Figure C.12, and Figure C.13 (C.7.2, C.7.3, and C.7.4) imply that an error introduced in the SIL or SA measurement at 10 m distance is negligibly small ($< 0,01$ dB).
- N16) Polarization mismatch uncertainty in SIL or SA values can be obtained using $\cos(\phi)$, where ϕ is an angular difference in polarization between transmit and receive antennas. For example, if the transmit and receive antennas are tilted by 2° in the opposite directions to each other, on the axes of their respective boresight directions, the polarization mismatch uncertainty becomes 0,02 dB [$= 20 \lg \cos(2^\circ \times 2)$], as indicated in Table 13 and Table 14 (9.4.2.2 and 9.5.1.4). However, as the difference angle is reduced to $0,6^\circ$, it yields a negligible error of less than 0,001 dB, as shown in Table 9 to Table 12 (8.4.4, 9.2.3, 9.3.3), and Table B.1 and Table B.5 (B.4.2.1 and B.4.3.1).
- N17) For biconical and dipole antennas, the uncertainty attributed to the phase centre position can be ignored, because the phase centres of the AUC and STA will be in the same place; see Table 9 to Table 12 (8.4.4, 9.2.3, 9.3.3), and Table B.1 and Table B.5 (B.4.2.1 and B.4.3.1).
- N18) The SSM utilizes the ground plane reflection and an antenna separation of 10 m. The separation for LPDA and hybrid antennas is measured from the marked centre of the antenna, therefore the phase centre of the paired antenna will cause an error in the AF of the AUC. The antennas are not measured exclusively in their boresight directions, so there will be the influence of radiation patterns of both the AUC and the paired antenna. The coupling of the antenna to its image in the ground plane introduces errors to F_a . These influences, i.e. in phase centre, radiation patterns and mutual coupling, are contained in an $e_0(i,j)_{\max}$ uncertainty term; see A.5. The error in the derived antenna factor, in 7.4.2.2 and A.5, should be evaluated by making computer simulations for each type of antenna, and included in the measurement uncertainty budget with a sensitivity coefficient of unity.
- Dipole and biconical antennas: uncertainty related to the H-plane pattern can be negligible for calibration of these types of antenna. However, antenna factor height variation, near-field effect, and balun impedance may exert significant influences in a mutually combined form on the antenna factor given by the SSM. Therefore, these effects should be evaluated by computer simulation for each type of antenna. With respect to biconical antennas, the deviation of the SSM antenna factor from the free-space antenna factor has been investigated, and is shown in Table C.2 (see C.6.2), where the deviation is listed as the correction factor. Further theoretical and experimental studies suggest that, if correction is not appropriately applied, an error of up to 0,8 dB may be introduced in SSM antenna factors of biconical antennas.
 - LPDA and hybrid antennas: computer simulation can evaluate the influences of antenna factor height variation, near-field effect, and balun impedance, in addition to the H-plane pattern uniformity. Theoretical and experimental investigations suggest an error in the antenna factor of about 0,5 dB for LPDA antennas, and about 1,2 dB for hybrid antennas.

According to F.2.4.5 of the ISO/IEC Guide 98-3, the expanded uncertainty when corrections are not applied can be obtained using $(U_{\max} + b_{\max})$ with $b_{\max}$ being the maximum of the correction factor b , and $U_{\max}$ the expanded uncertainty evaluated with $b = 0$. However, the ISO/IEC Guide 98-3 recommends a more reasonable method, using the standard deviation of the correction factor and other uncertainty components, in addition to the standard uncertainty of the measurement in the RSS calculation, as

shown in Equation (F.7e) of the ISO/IEC Guide 98-3. Table 9 (see 8.4.4) follows this method.

- N19) This is the uncertainty for the STA calibration using the SAM. The STA is calibrated against broadband calculable dipole antennas. Figure E.1 and Figure E.2 show comparisons of the measured and predicted SIL in horizontal polarization for a calculable dipole antenna, with two lengths of dipole, resonant at 60 MHz and 180 MHz respectively. The difference is within $\pm 0,3$ dB. The difference in AF is half this, indicating that an uncertainty of $\pm 0,35$ dB for the AF of the biconical STA is achievable.

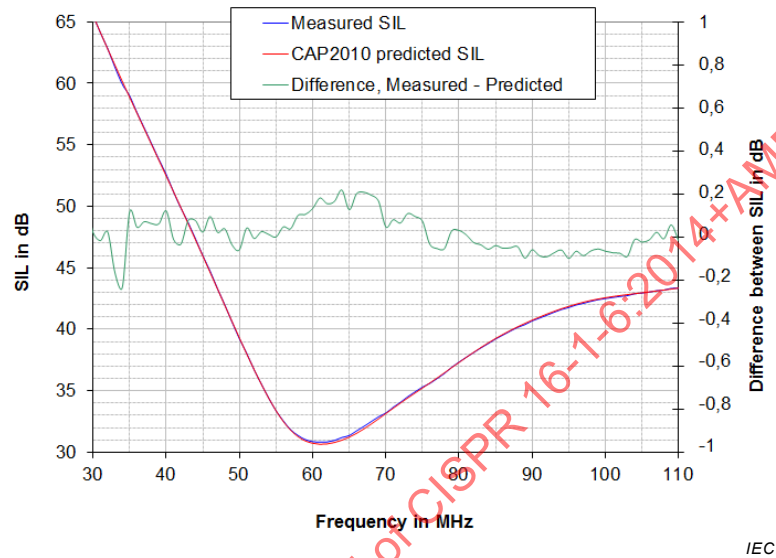


Figure E.1 – Comparison of measured and predicted SIL for calculable dipole antenna – 60 MHz element

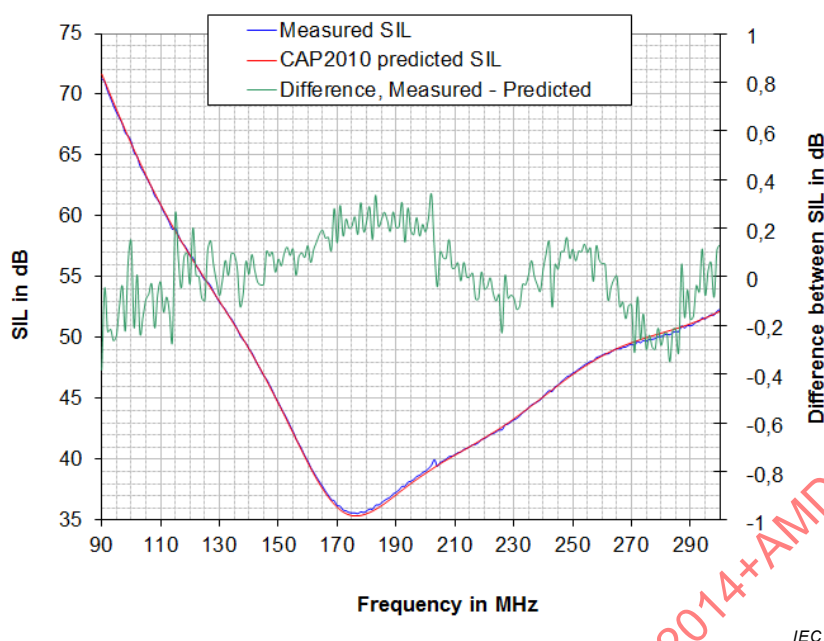


Figure E.2 – Comparison of measured and predicted SIL for calculable dipole antenna – 180 MHz element

N20) Depending on the site quality, the ground/floor, walls, ceiling, and other reflecting objects near the STA affect the antenna characteristics, e.g. antenna impedance, in different ways. Therefore, the AF of STA in an actual calibration site may differ slightly from F_a that is given by the STA calibration.

As shown in Table 10 (see 9.2.3), this difference may be evaluated to be 0,3 dB for the AF of a calibrated biconical antenna (STA) by referring to Figure C.6 b) (see C.6.1). This evaluation assumes that the transmit and receive antennas, separated by at least 4 m, are at least 1 m away from the tips of the absorbers lining the FAR. It assumes the absorber has a maximum reflection coefficient of 0,16 (i.e. return loss 16 dB) to meet an NSA criterion of 2,0 dB (see NOTE 2 in 5.3.2 of CISPR 16-1-5:2014).

In Table 11 (see 9.2.3), tuned dipole antennas are separated by $d = 5$ m in a FAR with absorbers of reflection coefficient of 0,16 (i.e. return loss 16 dB). The antennas are assumed to be placed at least 3 m from the tips of the absorber lining the FAR. These nearest typical absorbers may change the antenna impedance of a calculable tuned dipole antenna (STA), resulting in a change of at most 0,2 dB in the AF of STA at frequencies above 60 MHz. Considering other unknown effects, an error of 0,4 dB is adopted in Table 11.

In Table B.3 (see B.4.2.1), a calibration is performed by the SAM at a CALTS satisfying the requirement that SIL values should be within 1,0 dB from the theoretical ones. This means that the effects of site imperfections, masts, and cabling on the received voltage are 1,0 dB or less. However, these imperfections can be estimated to have effects of much less than 1,0 dB on the antenna impedance or AF of an STA. The larger part of the uncertainty is caused by direct effects of the metal ground plane on the AF involved in the height variation. Considering other unknown effects, the uncertainty in the AF of an STA introduced by site and masts is estimated to be 0,3 dB.

In Table B.5 (see B.4.3.1), calibration is performed by the TAM at a CALTS where the effects of site imperfections, masts, and cabling on the SIL are 1,0 dB or less. Accordingly, this value is adopted as an uncertainty attributed to the effects of site and masts on antennas.

For Table B.8 (see B.5.2), the antenna height is selected for the AF of tuned dipole antennas to approximate F_a . Figure C.6 a) (see C.6.1) indicates that a height error of

0,1 λ for $h = 0,5\lambda$ may change the AF of an STA by about 1 dB from F_a at 30 MHz. However a realistic absolute error of 1 cm in height causes the AF of the STA to differ by about 0,01 dB. Taking into account other unknown effects, the site, masts and cabling are assumed to change the antenna impedance of STA, resulting in the AF of STA changed by about 0,3 dB as shown in Table B.8.

Similarly to Table B.8, the antenna height for the TAM of Table B.9 is selected for the AF of tuned dipole antennas to approximate to F_a . At the calibration site (CALTS), however, the unwanted effects of site defects, masts, and cabling may affect SIL measurements by up to 1,0 dB. Accordingly, this value is adopted as an uncertainty in the SIL as shown in Table B.9.

- N21) Calibrations by the SAM can use shorter antenna separations, because the function of the transmit antenna is to illuminate the STA and AUC with a sufficiently uniform field. If the separation is too short, the coupling between the transmit antenna and the STA and AUC can alter the AF of the antennas. However, if the STA and AUC are very similar antenna types, as recommended, the effects of mutual coupling and small non-uniformities in the field will largely cancel. Therefore the changes given for the SAM in the following paragraphs may be reduced by a factor of two or more.

If the calibrated biconical antenna (STA) is used in a FAR for AUC calibration at $d = 5$ m, Figure C.5 b) (see C.5) implies that the near-field and antenna mutual coupling may change the AF of the STA by up to 0,2 dB from its free-space value, as indicated in Table 10 (see 9.2.3).

For Table 11 (see 9.2.3), Figure C.5 a) implies that the near-field and antenna mutual coupling for $d = 5$ m may change the AF of the STA by up to 0,3 dB from its free-space value in the frequency range above 60 MHz.

For Table B.1 and Table B.5 (B.4.2.1 and B.4.3.1), Figure C.5 b) implies that the near-field and antenna mutual coupling for $d = 10$ m may change the AF of STA by up to 0,1 dB from its free-space value in the frequency range above 30 MHz. In this case, the sensitivity coefficient is unity.

For Table B.8 and Table B.9 (B.5.2 and B.5.3), Figure C.5 a) shows that the near-field and mutual coupling between two half-wave tuned dipole antennas separated by $d = 20$ m may change the AF of the STA by up to 0,1 dB from its free-space value at frequencies below 60 MHz. For $d = 10$ m in the frequency range above 60 MHz, the AF of the STA may also change by up to 0,1 dB from its free-space value.

- N22) The tabulated error 0,03 dB is yielded by Equation (24) (see 7.3.2), where the antenna separation is adjusted to $d = 5$ m with an error of 0,02 m.

For Table B.3, Table B.5, Table B.8, and Table B.9 (B.4.2.1, B.4.3.1, B.5.2, and B.5.3), Equation (41) (see 7.4.1.2.1) implies an error of 0,04 dB to be associated with SIL or received voltage measurements above a metal ground plane for $d = 10$ m with an error of 0,05 m.

- N23) For biconical and dipole antennas in an environment simulating free space as in Table 10 and Table 11 (see 9.2.3), a height difference of 0,01 m between the STA and AUC measurements has negligible effects on V_{STA} and V_{AUC} , because the antennas have uniform patterns in the H-plane and variation in field strength with height is negligibly small. This observation can also apply to Table 14 (see 9.5.1.4).

For antenna calibration with respect to Table B.3, Table B.5, Table B.8, and Table B.9 (B.4.2.1, B.4.3.1, B.5.2, and B.5.3), Equation (41) (see 7.4.1.2.1) indicates an error of 0,01 dB for the SIL or received voltage measurements above a metal ground plane that is caused by an antenna height error of 0,01 m for $d = 10$ m.

- N24) As stated in 8.3.3, the AUC and STA have similar mechanical dimensions and directional properties. In addition, substitution of the AUC for the STA is made in the same physical space and the cable retains the same layout. Therefore, the effects of reflected signals from nearby objects such as ground plane (or floor), cables, masts and other nearby reflecting objects will be largely cancelled when the difference quantity, $(V_{STA} - V_{AUC})$, is calculated. As a rule of thumb, the effects of site and facilities on $(V_{STA} - V_{AUC})$ is assumed to be 0,2 dB for horizontal polarization in Table 10, Table 11, Table B.3, and Table B.8 (9.2.3, B.4.2.1, and B.5.2), and 0,3 dB for vertical polarization in Table 12 (see 9.3.3).
- N25) The antenna factor of a calculable tuned dipole antenna (STA) can be determined with an error of less than 0,15 dB as described in A.9.4. Determination should be made using computer simulation and verified by actual measurements by the TAM.
- N26) The ground plane, antenna mast and cable near to an STA may affect the antenna characteristics. Therefore, the AF of the STA vertically polarized may slightly differ from that given by the STA calibration. In addition, there is a field taper across the vertical aperture of the STA, but this approach relies on the fact that the field taper is small. Considering other unknown effects, the uncertainty attributed to the effects of site and masts is estimated to be 0,2 dB in total for a calibration site that satisfies the CALTS requirements within 1,0 dB.
- N27) In measurement by the SAM using vertical polarization, the antenna separation in the AUC calibration is set to be at least 10 m that is almost the same condition for calibration of the STA. Therefore, the effects of near-field may be negligible in V_{STA} measurement. On the other hand, error caused by mutual coupling with the ground image can be estimated to be about 0,2 dB for an antenna height of 1,75 m by referring to Figure C.6 c) (see C.6.1).
- N28) The error 0,04 dB tabulated in Table 12 (see 9.3.3) is yielded for $h_i = 0$ m and $h_j = 1,75$ m by Equation (28) (see 7.3.3) with the minus sign changed to a plus sign, where the STA and AUC are alternately placed at a distance $d = 10$ m, with an error of 0,05 m.
- N29) For calibration by the SAM of biconical antennas using vertical polarization, a difference of 0,01 m between the STA and AUC heights may result in a difference of 0,002 dB in $(V_{STA} - V_{AUC})$, that is estimated for $h_i = 0$ m and $h_j = 1,75 \pm 0,01$ m from Equation (28) (see 7.3.3) with the minus sign changed to a plus sign.
- N30) For calibration of hybrid antennas, additional uncertainty should be taken into account because of uncertainties of the phase centre position and mutual coupling with the ground image. Table 12 (see 9.3.3) assumes an error of 0,3 dB for this uncertainty component.
- N31) In Table 13 (see 9.4.2.2), antennas are vertically polarized and arranged for $d = 2,5$ m and $h_i = h_j = 4$ m above a metal ground plane, where the ground-reflected wave impinges on the receive antenna at a depression angle of 73° . For this angle, Figure C.12 a), Figure C.12 b), Figure C.13 a), and Figure C.13 b) (C.7.3 and C.7.4) imply that LPDA and hybrid antennas have antenna factors about 10 dB (= 3,2 times) larger than those in the boresight direction. Accordingly, the ground-reflected wave may change the SIL by 0,27 dB [i.e. $(1/r_{ij}) \times 0,32^2$] or less from that induced by the direct wave only (i.e. $1/R_{ij}$). To reduce the unwanted effects of ground reflection to less than 0,2 dB as listed in Table 13, absorbers having a return loss > 3 dB (reflection coefficient = 0,71) should be placed in the region of specular reflection on the metal ground plane as illustrated in Figure 19 (see 9.4.4), or the antennas should be elevated at a position sufficiently higher than 4 m above the metal ground plane.
- N32) Computer simulation shows that an antenna height error of 0,01 m may yield an uncertainty contribution of 0,03 dB or less in F_a for vertical polarized LPDA antennas. In this case, the sensitivity coefficient is unity.
- N33) This is the error in which the antenna phase centre is predicted at a given frequency. The phase centre contribution is applicable to LPDA and hybrid antennas. See 7.5.2

and N17) for details. A residual uncertainty contribution of 0,18 dB is involved in Table 13 (see 9.4.2.2) assuming that the phase centre prediction can be achieved with an error of 2,5 cm for a separation $d = 2,5$ m.

However, for LPDA and hybrid antennas, this uncertainty should be evaluated. As an example, consider calibration of LPDA antennas having dipole elements resonant at 300 MHz and 1000 MHz, separated by 0,5 m. In this case, for the reference antenna separation of 10 m, the actual separation becomes 10,5 m at 300 MHz and 9,5 m at 1000 MHz. Rough estimation using the $1/R$ attenuation rule introduces an error of 0,45 dB, at most, in SA or SIL measurements. A more accurate evaluation can be made by computer simulation. Accordingly, as described in 7.5.2, correction for the phase centre position should be applied to reduce uncertainty, especially for SIL measurements illustrated in Figure 18 (see 9.4.1).

N34) Figure C.6 f) (see C.6.1) shows that an antenna height higher than 4 m is considered to be sufficient for reducing the effects of a metal ground to less than 0,05 dB for a horizontally-polarized LPDA antenna. Accordingly, for vertically-polarized LPDA antennas, the effects of a metal ground are expected to be less than 0,05 dB. With respect to the antenna proximity coupling, Figure C.5 d) (see C.5) indicates that an antenna separation of 2,5 m may introduce an error of 0,08 dB in the derived antenna factor. The unwanted reflection from antenna masts and others may be ignored, because of narrow small backlobes of LPDA antennas. As a rule of thumb, Table 14 (see 9.5.1.4) includes an error of 0,2 dB in total for the unwanted effects of the near-field and antenna mutual coupling. The sensitivity coefficient is assumed to be unity.

N35) The reflectivity of chamber absorbing material could be frequency dependent. Figure E.3 shows the reflection attenuation (return loss) of three types of material used in an anechoic chamber. The material return loss increases from 1 GHz to 6 GHz, but remains high-performance from 6 GHz and above. The worst reflection at 1 GHz was used as the basis of the uncertainty estimate in the frequency range 1 GHz to 6 GHz.

Table 14 (see 9.5.1.4) assumes an antenna set-up for $d = 3$ m and $h_i = h_j = 1,5$ m above absorbers with return loss of 25 dB (i.e. reflection coefficient = 0,056), where the floor-reflected wave impinges on the receive antenna at a depression angle of about 45° . For this angle, the radiation patterns for 1 GHz and 6 GHz plotted in Figure C.14 a), Figure C.15 b), Figure C.16 a), and Figure C.17 b) (see C.7.5) imply that horn and LPDA antennas have antenna factors about 5 dB (= 1,8 times) larger than those in the boresight direction. Accordingly, the floor-reflected wave may change the SIL value by 0,11 dB [i.e. $(1/r_{ij}) \times (0,56^2) \times (0,056)$] or less from that induced by the direct wave only (i.e. $1/R_{ij}$). Considering other unknown effects, Table 14 adopts an error of 0,2 dB for the effects of the site on SIL measurements. The same consideration applies to the range 6 GHz to 18 GHz.

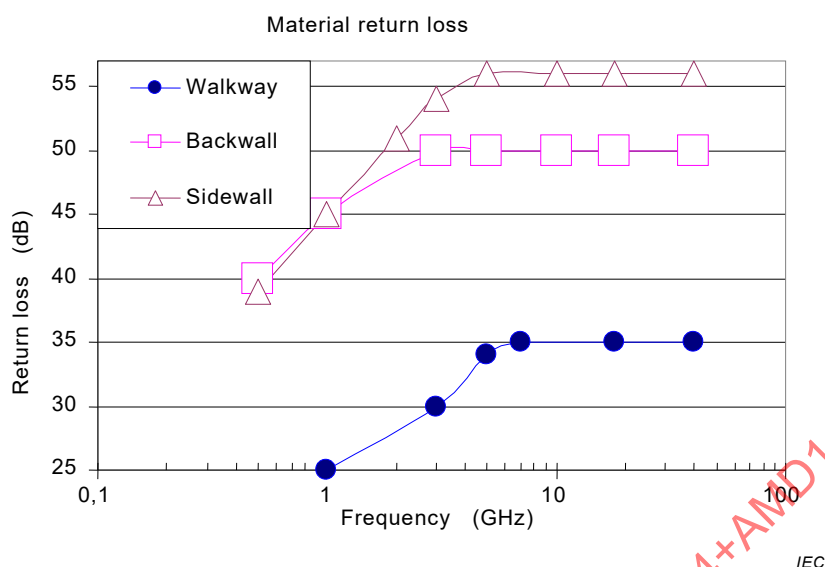


Figure E.3 – Reflectivity of chamber absorbing materials

N36) As shown in Figure C.14 c) and Figure C.15 c) (C.7.5), DRH antennas are assumed to have a half power beam width of 10° at 18 GHz. In this case, the radiation pattern in amplitude may be approximately expressed as $\cos(45^\circ \times \phi/10^\circ)$ for an azimuth angle ϕ . An offset laser system can achieve better than 1° in alignment of the transmit and receive antennas, which gives an error of about 0,05 dB [$= 20 \lg \cos^2(45^\circ \times 1/10^\circ)$] in SIL measurements.

The laser system shown in Figure E.4 consists of: 1) laser and target on an adjustable mount; 2) two right angle prisms in a frame (by adjusting incident beam positions, the beam can leave the frame to the transmit or receive directions); 3) two mirrors mounted on the horn apertures. Because the antenna patterns are not always symmetric, a re-measurement after a 180° rotation will be a practical method to check the antenna alignment, and reduce the misalignment error.

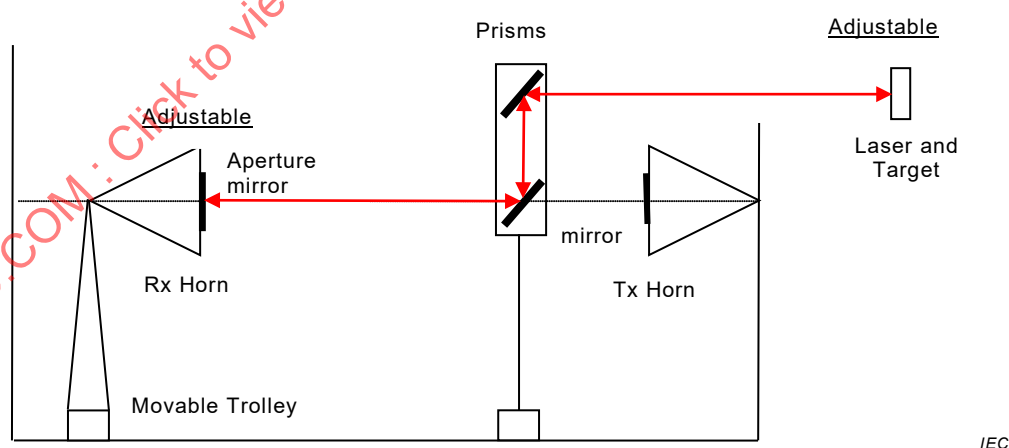


Figure E.4 – Laser alignment system

N37) When the antenna separation distance is set between two apertures, the error related to phase centres can be given, referring to Figure 15 (see 7.5.3.1), by

$$\delta_{\text{phase centre}} = 20 \lg \left(\frac{d + d_1 + d_2}{d} \right) \quad (\text{E.2})$$

The distances d_1 and d_2 of the phase centres from the antenna apertures can be determined by the measurements described in 7.5.3 or numerical calculations. The error contribution estimated in Table 14 (see 9.5.1.4) assumes that the phase centres, $d_1 = d_2 = 0,1$ m, can be determined with an error 0,05 m for $d = 3,0$ m based on experimental data on DRH antennas, that is $[(3 + 2 \times 0,1) - (2 \times 0,05)] / (3 + 2 \times 0,1) = 0,97$ (i.e. –0,28 dB).

- N38) The uncertainty associated with the mutual coupling between the antennas can be reduced by smoothing, as explained in D.2. For horn antennas in 1 GHz to 18 GHz, the maximum error from the mutual coupling after the distance average was 0,2 dB. The error estimated is under the condition of 3 m or more separation distance. For a reduced separation distance, a separate measurement uncertainty budget may be needed.
- N39) The expanded uncertainty attributed to the SAM and TAM antenna calibration for $F_a(h, H)$ is shown in Table B.3 and Table B.5 (B.4.2.1 and B.4.3.1), respectively. The sensitivity coefficients in these tables are given by Equation (B.3) (see B.4.2.2).
- N40) The mean value of the height-dependent antenna factors measured with the antenna arrangement specified in Table B.2 (see B.4.2.1) is theoretically different from the free-space antenna factor by 0,15 dB at most for biconical antennas [24], as shown in Table B.4 and Table B.6 (B.4.2.2 and B.4.3.2). The theoretical deviation for tuned dipole antennas is also estimated to be 0,30 dB. If such theoretical deviation is not corrected for in measurement results, the combined standard uncertainty can be evaluated from the standard deviation of the correction factor and the standard uncertainty of the measurement using an RSS calculation, as per ISO/IEC Guide 98-3.

Annex F (informative)

Mismatch uncertainties from a two-port device connected between a transmit port and a receive port

Figure F.1 shows a signal flow graph of a two-port device connected between a transmit port and a receive port. Four scattering parameters represent the two-port device, which can be a cable, an adaptor, or an attenuator. Γ_T and Γ_R are reflection coefficients of the transmit port and the receive port, respectively.

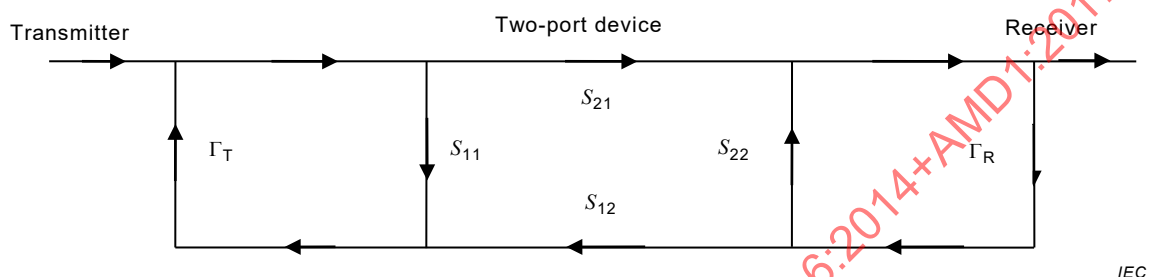


**Figure F.1 – Flow graph representation of a two-port device
between a transmit port and a receiver port**

By applying the four reduction rules given by Kuhn [43], the signal flow graph can be reduced to a single path connecting two nodes, as shown below. To simplify the derivation, in Figure F.2, V_T and V_R represent the voltages at transmitter and receiver respectively.

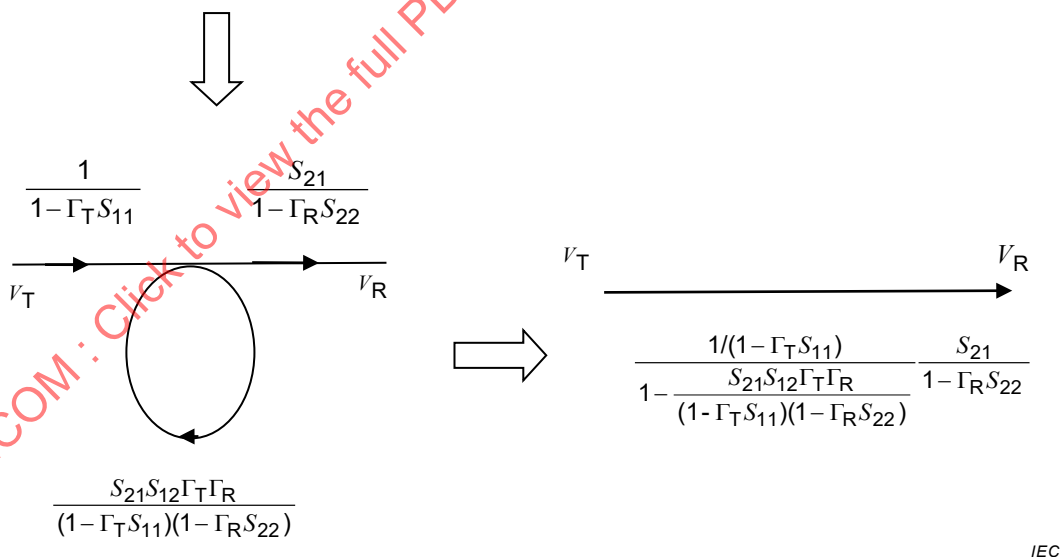


Figure F.2 – Signal flow reduction

Therefore the ratio of V_T and V_R , in a system with mismatch present, can be expressed as

$$\left. \frac{V_R}{V_T} \right|_{\text{mismatch}} = \frac{S_{21}}{1 - \Gamma_T S_{11} - \Gamma_R S_{22} - S_{12} S_{21} \Gamma_T \Gamma_R - S_{11} S_{22} \Gamma_T \Gamma_R} \quad (\text{F.1})$$

For a perfectly matched transmission line with $\Gamma_T = \Gamma_R = 0$, Equation (F.1) reduces to

$$\left. \frac{V_R}{V_T} \right|_{\text{match}} = S_{21} \quad (\text{F.2})$$

Comparing these two cases, the mismatch uncertainty in dB for a two-port device can be estimated by

$$\begin{aligned} M_{\text{dB}} &= 20 \lg \left\{ \left(\left. \frac{V_R}{V_T} \right|_{\text{mismatch}} \right) / \left(\left. \frac{V_R}{V_T} \right|_{\text{match}} \right) \right\} = \\ &= 20 \lg \left\{ \left(\frac{S_{21}}{1 - \Gamma_T S_{11} - \Gamma_R S_{22} - S_{12} S_{21} \Gamma_T \Gamma_R - S_{11} S_{22} \Gamma_T \Gamma_R} \right) / S_{21} \right\} = \\ &= 20 \lg \left(\frac{1}{1 - \Gamma_T S_{11} - \Gamma_R S_{22} - S_{12} S_{21} \Gamma_T \Gamma_R - S_{11} S_{22} \Gamma_T \Gamma_R} \right) \end{aligned} \quad (\text{F.3})$$

Considering that the reflection coefficients Γ_T and Γ_R are much less than 1, the mismatch uncertainty range can be estimated by the magnitudes of the S -parameters, as

$$M_{\text{dB}}^{\pm} = 20 \lg \left[1 \pm \left(|\Gamma_T| |S_{11}| + |\Gamma_R| |S_{22}| + |\Gamma_T| |\Gamma_R| |S_{11}| |S_{22}| + |\Gamma_T| |\Gamma_R| |S_{21}|^2 \right) \right] \quad (\text{F.4})$$

For a good quality two-port device, and assuming the same reflection coefficient Γ_p for both transmit and receive ports, Equation (F.4) can be further simplified as

$$M_{\text{dB}}^{\pm} = 20 \lg \left[1 \pm \left(2 |\Gamma_p| |S_{11}| + |\Gamma_p|^2 |S_{21}|^2 \right) \right] \quad (\text{F.5})$$

Annex G (informative)

Verification method for calibration of monopole antennas and uncertainty analysis of the ECSM

G.1 Verification method for calibration of monopole antennas by the plane wave method from 5 MHz to 30 MHz

G.1.1 Calibration procedure

A monopole antenna is illuminated by a plane wave on a large flat conducting ground plane, using a large monocone antenna to transmit a vertically-polarized field to the AUC situated at a distance of ≥ 15 m. See A.2.4 for a description of the monocone. The area of the ground plane is strongly recommended to be at least 30 m by 20 m; however, because the wavelength at 5 MHz is 60 m, care should be taken in interpreting the results below 10 MHz.

For the calibration of a monopole antenna to be used according to CISPR 25 [4], the top surface of its matching unit is placed beneath, and in electrical contact with, the ground plane of an ideal OATS. The AUC is substituted by a calculable monopole antenna (i.e. STA) whose $F_a(\text{STA})$ is used to calculate the $F_a(\text{AUC})$ of the AUC. Below 5 MHz the signal is very weak, because the self-impedances of the monopoles are very high. A solution is to use a longer monopole as the STA, but in practice verification of the ECSM over the range 5 MHz to 30 MHz gives sufficient confidence in the ECSM calibration below 5 MHz as well; therefore it is not essential to use the plane wave method below 5 MHz.

NOTE 1 It may be possible to use a ground plane area of less than 30 m by 20 m, but this would have to be verified by comparison with a ground plane at least this size. An alternative to generating a field by a transmit antenna is to set up a TEM mode stripline, the height of whose upper conducting surface above the ground plane is approximately twice the height of the monopole AUC. The calibration procedure is the same, but with AUC substituted by the STA in the centre of the stripline area.

NOTE 2 An alternative to using a CALTS is to use a large GTEM cell, which can cover the entire 9 kHz to 30 MHz range; additional verification is needed when using this technique, using a monopole antenna as described in [40].

The STA can be a brass rod of length 1,0 m and diameter 10 mm, that is fed at ground plane level by a type N female bulkhead connector whose other end below the ground plane is connected to the signal source. Brass is convenient because it can be soldered to the male pin that connects to the type N female bulkhead connector. Figure G.1 gives a diagram of the rod and type N male connector assembly; the outer conductor is threaded on the inside, as is the dielectric on the outside, so that the pin depth can be adjusted. The length of the rod to be used in the calculation of $F_a(\text{STA})$ by NEC is found by measuring up to the first resonant frequency the SIL between a pair of identical monopoles; the length of the rod for the NEC calculation is $\lambda/4$ at that frequency.

The value of $F_a(\text{STA})$ can be calculated using C.2.5.2 of CISPR 16-1-5:2014. The calculated value can be verified by measuring the SIL, $A_{i,m}$, between two identical brass rod monopoles and comparing this to the theoretical value of SIL, $A_{i,t}$. The uncertainty in $F_a(\text{STA})$ is approximately half the difference between $A_{i,m}$ and $A_{i,t}$. This also serves as a method of validating the site, as described in 7.1 of CISPR 16-1-5:2014. Provided that the base of the monopole antenna is placed in electrical contact with a sufficiently large ground plane, the use of $F_a(\text{AUC})$ will enable accurate measurement of electric field strength.

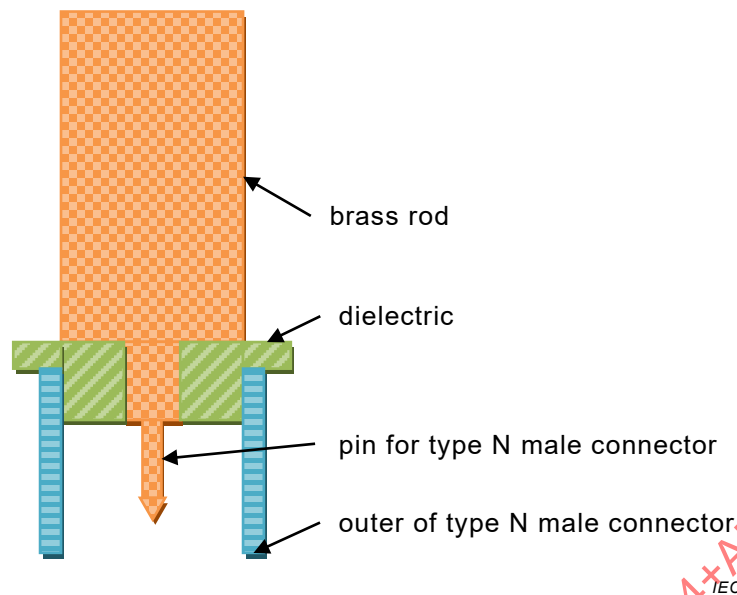


Figure G.1 – Diagram showing how the brass rod connects to the type N male bulkhead connector

G.1.2 Uncertainty evaluation for the calibration of monopole antennas by the plane wave method

An example measurement uncertainty budget is given in Table G.1.

Table G.1 – Example measurement uncertainty budget for F_a of a monopole antenna measured by the SAM

Source of uncertainty or quantity X_i	Value dB	Probability distribution	Divisor	Sensitivity	u_i dB	Note
VNA linearity	0,15	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,09	–
Connector repeatability (BNC)	0,05	Normal	1	1	0,05	–
Mismatch	0,36	U-shaped	$\sqrt{2}$	1	0,25	–
SAM uncertainty due to different heights	0,1	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,06	–
AF of STA	0,3	Normal	1,00	1	0,30	–
Combined standard uncertainty, u_c					0,41	–
Expanded uncertainty, $U (k = 2)$					0,82	

G.2 Uncertainty analysis of the ECSM

G.2.1 Effect of rod length longer than $\lambda/8$

Figure G.2 shows the effect of the rod length on the capacitance of the antenna. When $\lambda/h < 8$, the capacitance rapidly increases, and the error in the calculation of F_{ac} increases. Figure G.3 illustrates variation in self-capacitance C_a of a 1 m rod with the frequency and the rod diameter, as calculated using Equation (4) (see 5.1.2.2). In addition, Figure G.4 shows the effective heights of rods having different lengths as evaluated using Equations (3) and (5) (see 5.1.2.2). These figures imply that the antenna self-capacitance and effective height of a 1 m rod monopole antenna increase rapidly with frequency above 10 MHz.

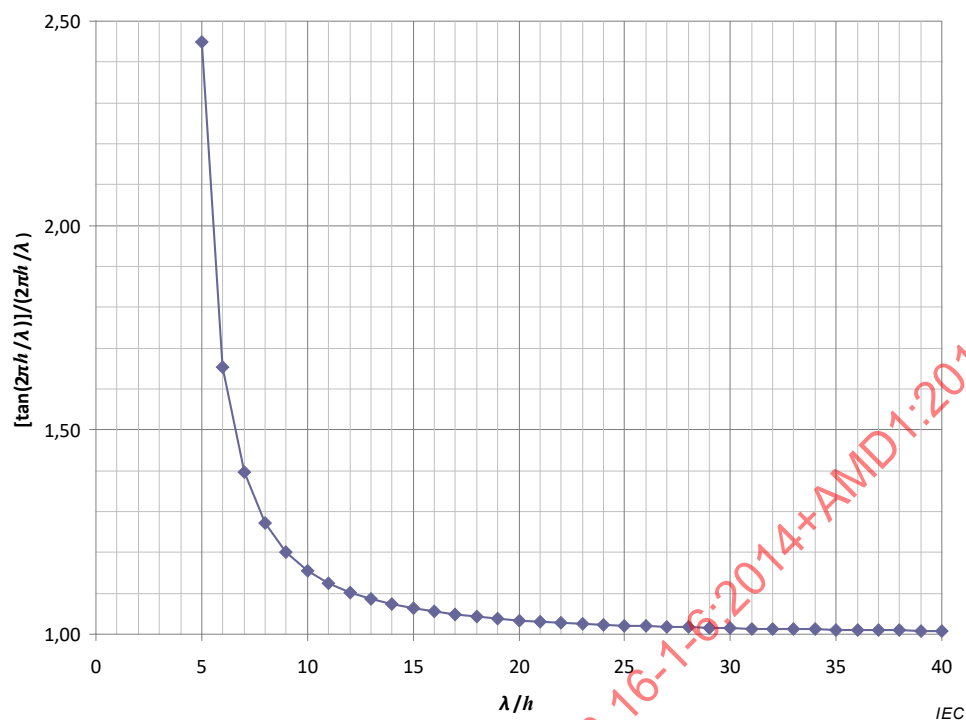


Figure G.2 – Graph of the magnitude of the $\tan(\dots)$ ratio term in Equation (4) of 5.1.2.2

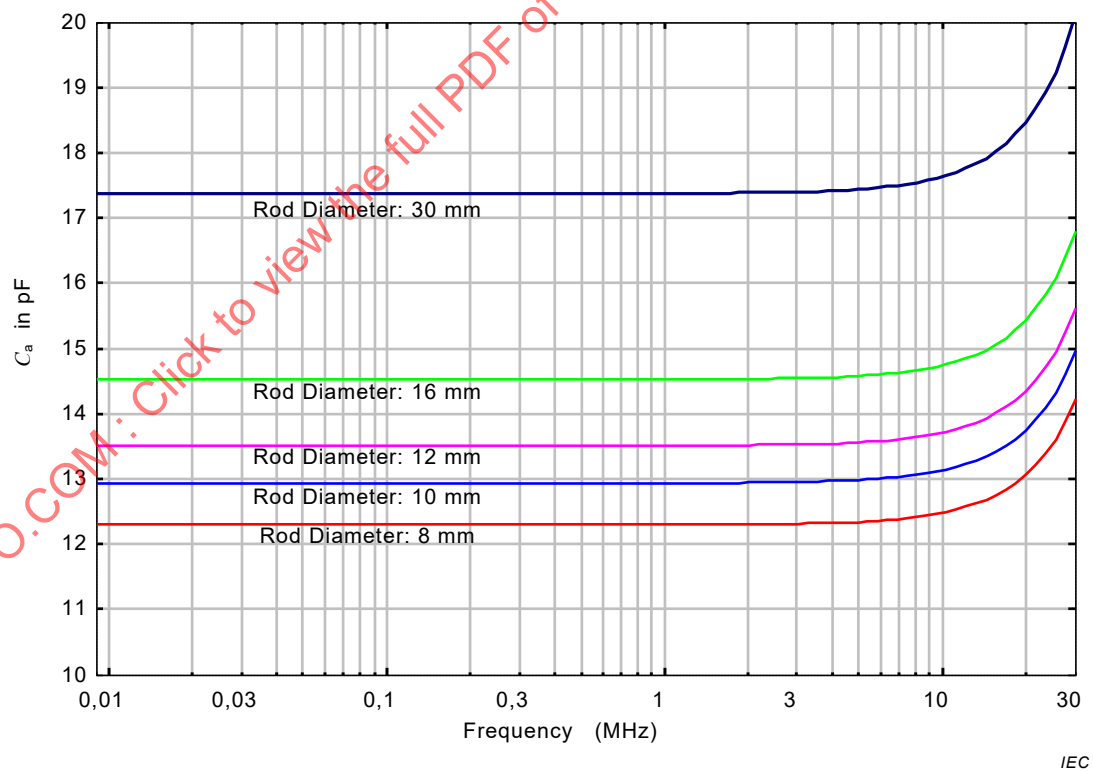


Figure G.3 – Graphical presentation of Equation (4) of 5.1.2.2
self-capacitance C_a of a 1 m monopole

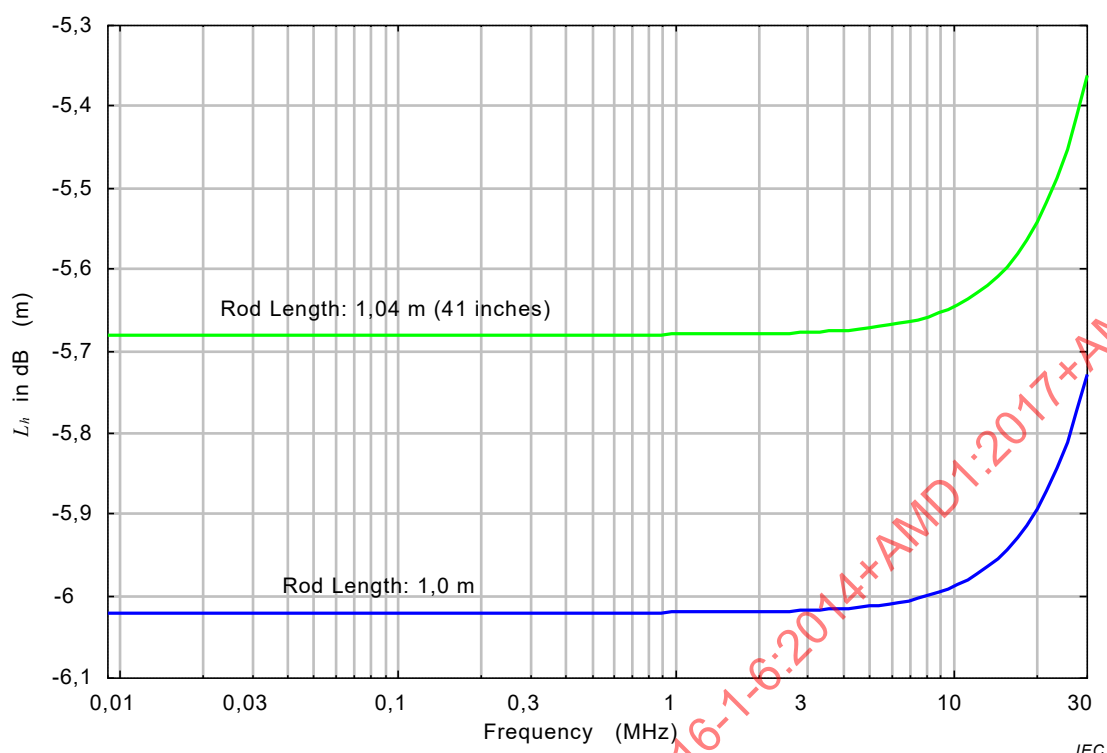


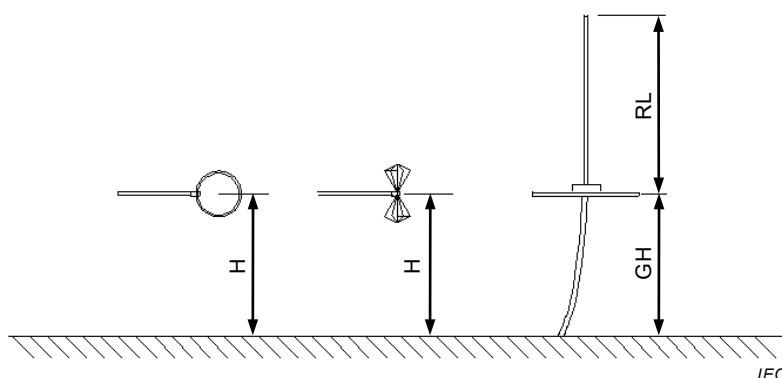
**Figure G.4 – Graphical presentation of Equation (5) of 5.1.2.2
height correction factor L_h**

G.2.2 Effect on AF of monopole antenna mounted on a tripod

A monopole antenna is sometimes mounted on a counterpoise (see also 5.1) on a tripod, which can reduce the AF by several dB compared to the AF measured with the matching unit on the ground plane or by the ECSM. This subclause does not apply to the measurement of field strength where the antenna counterpoise is connected to a metallic work bench. It applies to radiated disturbance measurement set-ups where the antenna including counterpoise is elevated to a certain height above a metallic ground plane.

Figure G.5 [60] shows an elevated monopole (e.g. on a tripod) and a loop antenna and a biconical (or dipole) antenna illuminated by a plane wave. The monopole is fed by a coaxial cable that drops vertically to the ground; if the monopole is active there may be an electricity supply wire as well that drops to the ground. Assuming a source antenna many wavelengths away, the field strength over RL + GH will be nearly constant, independent of height over ground.

Similar conditions can be provided in a TEM mode stripline whose plate height above a metal ground plane is approximately twice the height of the mounted monopole. While the output of the symmetric antennas will be almost independent of antenna height, the vertical monopole antenna with attached wires will provide output voltages depending on the height over ground, which leads to reduction of the antenna factor with increase in height. For example, in the case of a monopole raised by 1,2 m above the ground, an increase in the signal of 6 dB has been observed [60].



Key

- H is antenna height above ground;
- RL is rod length;
- GH height of base of monopole antenna above ground.

Figure G.5 – Calibration set-up consisting of a biconical and a loop antenna, and an elevated monopole antenna with vertical feed wires

G.2.3 Monopole antenna receiving an electric field

When a monopole antenna receives a plane wave of field strength E in ($\mu\text{V}/\text{m}$), it induces an RF source voltage $h_e E$ in (μV) and generates an RF voltage V_M in (μV) at the input of a measuring receiver; Figure G.6 shows an equivalent circuit. The symbol h_e represents the effective height of the antenna in m. The capacitance C_a in pF is inserted in this figure to simulate the reactance of the radiating element of the antenna (i.e. the rod). The antenna matching unit is represented by a chain matrix ($ABCD$).

In this configuration, the antenna factor of the monopole antenna, Φ , is defined by Equation (G.1):

$$\Phi = \frac{E}{V_M} \quad \text{in } \text{m}^{-1} \quad (\text{G.1})$$

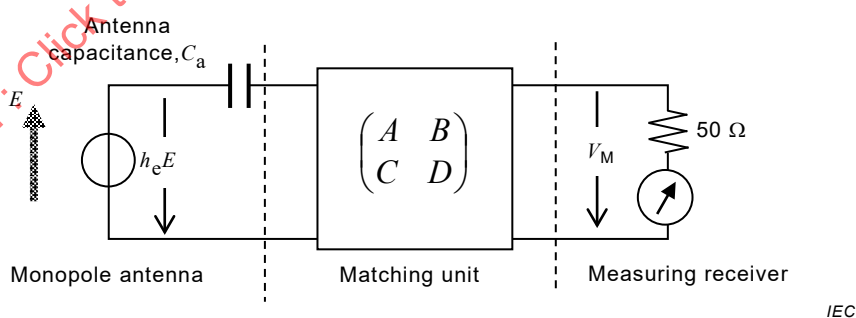


Figure G.6 – Equivalent circuit representation for a monopole antenna system

G.2.4 Equivalent capacitance substitution method (ECSM)

The calibration set-up for the ECSM specified in 5.1.2 is schematically illustrated in Figure G.7. The calibration set-up of Figure G.7 can be represented as an electrically equivalent circuit as shown in Figure G.8 [65].

In Figure G.8, the ECSM assumes that the impedance of C_a is much larger than the source impedance $25\ \Omega$, because C_a is usually around $10\ \text{pF}$ for which the impedance is about $530\ \Omega$ at $30\ \text{MHz}$. Thus, the Figure G.8 circuit can be approximately represented by the circuit of Figure G.9.

Comparing Figure G.9 with Figure G.6 yields the following relationship:

$$\frac{V_D}{V_L} = \frac{h_e E}{V_M} \quad (\text{G.2})$$

Therefore the antenna factor of the monopole antenna is given by:

$$\Phi = \frac{E}{V_M} = \frac{V_D}{V_L} \frac{1}{h_e} \quad \text{in m}^{-1} \quad (\text{G.3})$$

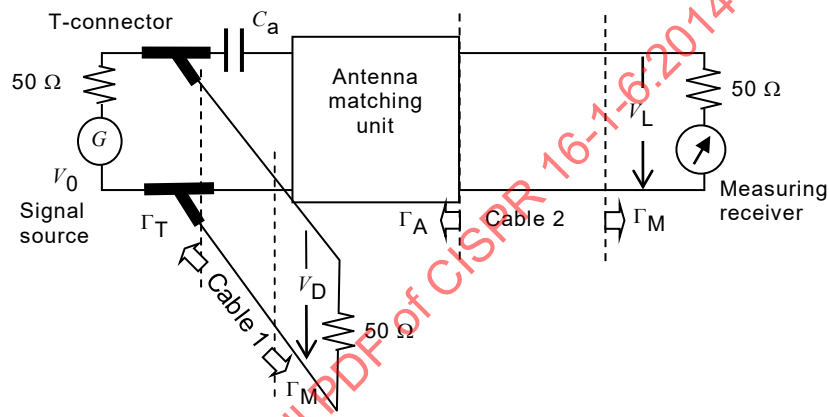


Figure G.7 – Monopole antenna calibration using the ECSM

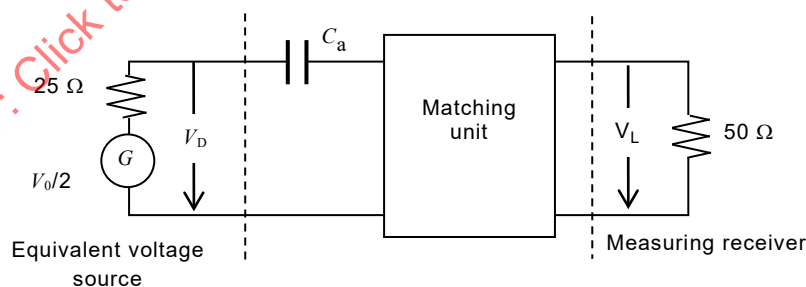
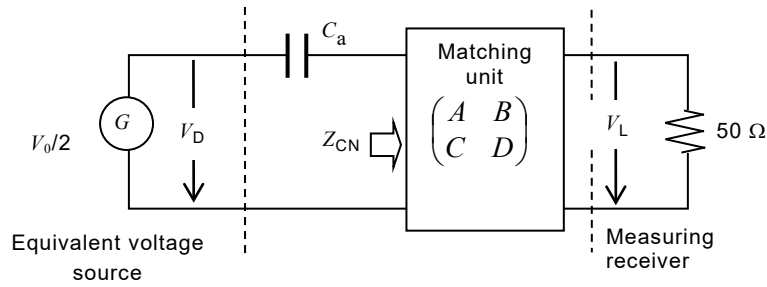


Figure G.8 – Equivalent circuit representation for the ECSM



IEC

Figure G.9 – Simplified circuit representation for Figure G.8

G.2.5 Uncertainties associated with the ECSM

G.2.5.1 General considerations

The ECSM requires the values of the effective height, h_e , and the capacitance of the rod, C_a , which can be calculated from Equations (3) and (4) (see 5.1.2.2). However, these equations assume that the monopole antenna is on a sufficiently large ground plane, e.g. 30 m by 20 m or larger; i.e. the base of the rod is fed via a bulkhead coaxial connector in the ground plane. Accordingly, the uncertainty analysis in this subclause is also based on this assumption.

In practice, stray reactance might exist between the rod and the ground plane (counterpoise) as well as in a dummy antenna (illustrated in Figure 3; see 5.1.2.4), leading to the antenna capacitance and the effective height differing from those given by Equations (3) and (4) (see 5.1.2.2). Accordingly, such stray reactance should be investigated to reduce the uncertainty [36], [40].

G.2.5.2 Uncertainty caused by the antenna capacitance

Figure G.7 shows an equivalent circuit for the ECSM set-up shown in Figure 1 (see 5.1.2.3.2), where a network analyzer is used. However Figure G.7 is also applicable to the set-up of Figure 2 (see 5.1.2.3.3) where a signal generator and a measuring receiver are used. In Figure G.9, the input impedance Z_{CN} of the matching unit with a 50 Ω load is given by:

$$Z_{CN} = \frac{50A + B}{50C + D} \quad (\text{G.4})$$

With this impedance, the antenna factor can be expressed as

$$\Phi = \frac{1}{h_e} \frac{V_D}{V_L} = \frac{1}{h_e} \frac{50C + D}{50} \left(\frac{1}{j\omega C_a} + Z_{CN} \right) \quad \text{in m}^{-1} \quad (\text{G.5})$$

If the antenna capacitance is slightly changed from C_a to C'_a in an actual ECSM measurement, the derived antenna factor changes from the original value Φ to Φ' that is given by

$$\frac{\Phi'}{\Phi} = \frac{(1/j\omega C'_a) + Z_{CN}}{(1/j\omega C_a) + Z_{CN}} \approx \frac{j\omega C_a}{j\omega C'_a} [1 + j\omega(C'_a - C_a)Z_{CN}] \approx \frac{C_a}{C'_a} \quad (\text{G.6})$$

The approximate expression of Equation (G.6) is valid where the impedance of the antenna capacitor is much larger than that of the matching unit, Z_{CN} . Therefore, the antenna capacitance error ε_C in pF may cause an error in the derived antenna factor given by:

$$\varepsilon_{Ca}(F_a) = F'_a - F_a = 20 \lg \left(\frac{\Phi'}{\Phi} \right) \approx 20 \lg \left(\frac{C_a}{C'_a} \right) = 20 \lg \left(\frac{C_a}{C_a + \varepsilon_C} \right) \quad \text{in dB} \quad (\text{G.7})$$

Equation (4) (see 5.1.2.2) includes a factor that models the higher frequency trend of the capacitance nearer resonance. This shows that the actual capacitance can be up to 4 pF higher than the fixed value for a 1 m rod. There is additional uncertainty in the model used to get the value of C_a , i.e. measurements of radius are required, and there are issues associated with telescopic rods. With the condition that the selected value of C_a is between 0,5 pF and 1 pF higher than the expression given by Equation (4), it is fair to assign an uncertainty factor of ± 3 pF for the capacitance value.

For example, if a capacitance of 12,6 pF is used in place of 10 pF, Equation (G.7) implies that the ECSM calibration may yield an antenna factor with an error about 2,0 dB [40]; see also N3) in E.2. As implied by Equation (G.6), the error in the antenna factor caused by the antenna capacitance may depend on the impedance of the matching unit, Z_{CN} .

G.2.5.3 Uncertainty in voltage measurements

The ECSM requires two voltage measurements for V_L and V_D , as illustrated in Figure G.7. Therefore, uncertainty components attributed to the voltage measuring receiver should be evaluated.

G.2.5.4 Uncertainty caused by mismatch

In Figure G.7, the symbols Γ_M and Γ_A represent the reflection coefficients measured at the measuring receiver input and the matching unit output, respectively. Γ_T denotes the reflection coefficient looking into the T-connector port that is connected to cable 1. Because the antenna capacitance connected to the T-connector usually has a high impedance, Γ_T is primarily controlled by the input impedance of the signal source. Referring to Equation (F.4), the mismatch uncertainty ranges can be evaluated using the S -parameters of the connected cables, S_{11} , S_{22} , and S_{21} from

$$M_D^{\pm} = 20 \lg \left[1 \pm \left(|\Gamma_T| |S_{11}| + |\Gamma_M| |S_{22}| + |\Gamma_T| |\Gamma_M| |S_{11}| |S_{22}| + |\Gamma_T| |\Gamma_M| |S_{21}|^2 \right) \right] \text{ in dB} \quad (\text{G.8})$$

$$M_L^{\pm} = 20 \lg \left[1 \pm \left(|\Gamma_A| |S_{11}| + |\Gamma_M| |S_{22}| + |\Gamma_A| |\Gamma_M| |S_{11}| |S_{22}| + |\Gamma_A| |\Gamma_M| |S_{21}|^2 \right) \right] \text{ in dB} \quad (\text{G.9})$$

For $\Gamma_M = \Gamma_A = \Gamma_T = 0,06$ (24 dB return loss), $S_{11} = 0,18$ (15 dB return loss), $S_{22} = 0,32$ (10 dB return loss), and $S_{21} = 1,0$, yields $M_D^- = M_L^- = 0,266$ dB.

G.2.5.5 Uncertainty caused by the effective height

The procedure of 5.1.2.2 for ECSM uses an expression for effective height that includes a $\tan(x)$ factor. At low frequency the monopole effective height may be assumed simplistically to be half the physical height. For heights greater than $\lambda/8$ this $\tan(x)$ factor partially corrects the effective height, but the errors become large as the frequency approaches resonance. Assuming this correction is applied, it is estimated that the effective height of rods up to 1,1 m may be calculated with 4 % uncertainty below 35 MHz; this includes uncertainty in the extra apparent height added by the attachment point.

Some monopole antennas are specified for use up to 100 MHz, and the heights exceed $\lambda/8$, in which case the ECSM is unsuitable and the antennas should be calibrated by the plane wave method. If the effective height is slightly changed from h_e to h_e' in Equation (5) (see 5.1.2.2), the resultant capacitance changes from the original value L_h to L_h' is given by:

$$L_h' - L_h = 20 \lg \left(\frac{h_e'}{h_e} \right) = 20 \lg (1 + x_{he}) \text{ in dB} \quad (\text{G.10})$$

where x_{he} represents the percentage change in h_e . Accordingly, an error of 4 % in the effective height causes an error of 0,34 dB in L_h .

G.2.6 An alternative to the dummy antenna, for which $F_{ac} = V_D - V_L$

Figure G.10 shows a circuit diagram for an alternative dummy antenna that simulates the effects of the antenna effective height, h_e , by introducing a voltage divider (R_1, R_2) that makes $V_D - V_L$ yield a target F_{ac} . The dummy antenna is C_a contained in the calibration adaptor. The resistors should satisfy the condition $(R_1 + R_2) = 50 \, \Omega$ and $h_e = (R_2 / 50) \, \text{m}$. For example, if $h_e = 0,5 \, \text{m}$, then $R_1 = R_2 = 25 \, \Omega$. The ratio of the resistors R_1 and R_2 is usually 1:1, which divides the drive voltage V_D by a factor of two (–6 dB), which corresponds to the height correction factor for monopole antennas of 1 m length. The resistors should provide good impedance matching towards the source.

Other monopole lengths can be realized by adjusting the resistors R_1 and R_2 accordingly. The capacitor C_a represents the self-capacitance of the rod, which is typically between 10 pF and 20 pF for rods of 1 m length, depending on the diameter. The use of this kind of "source matched calibration adaptor" simplifies Equation (2) (see 5.1.2.1) to be Equation (G.11):

$$F_{ac} = V_D - V_L \quad \text{dB(m}^{-1}\text{)} \quad (\text{G.11})$$

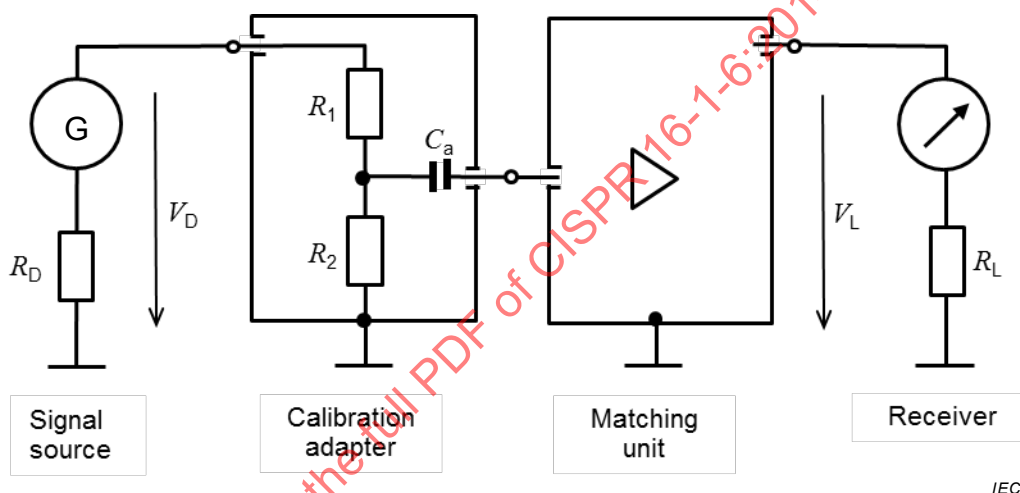


Figure G.10 – Circuit for dummy antenna simulating the effects of the antenna effective height, h_e

Annex H (informative)

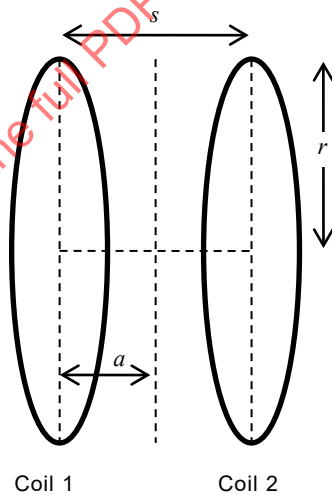
Helmholtz coil method for calibration of loop antennas up to 150 kHz

H.1 Measurement procedure

Calibrations using Helmholtz coils should be performed in a laboratory that does not contain large amounts of electrically conducting material, because this can couple to the field of the coils and alter the coil constant. Position the Helmholtz coils at a distance of at least three times the diameter of the coils away from metal structures. Materials used to hold the loops in position for calibration should also be electrically non-conducting. The ambient magnetic field levels should be checked using the instrument being calibrated to determine if the background reading is sufficiently low for the overall uncertainty required.

Helmholtz coils produce a region of uniform magnetic field and can be an alternative for loop antenna calibration [67]. Referring to Figure H.1, when the separation of two identical coils, s , is equal to the radius r , the Helmholtz condition is satisfied, and the field between the coils is uniform in the volume of a sphere of diameter $a = r/2$ whose centre is at the mid-plane of the coils and on the axis through the centre of the coils. The symbols for the set-up shown in Figure H.1 are:

- s is the separation between coil 1 and coil 2;
- r is the coil radius;
- a is the distance from each coil to the mid-plane, $a = s/2$.



IEC

Figure H.1 – Diagram of Helmholtz coil method set-up

In a pair of Helmholtz coils, the accuracy of the magnetic fields produced is primarily affected by the accuracy with which they are constructed, and the accuracy with which the current driving them is known. The coil constant of a Helmholtz coil is defined as the ratio of the magnetic field strength to the current in the coils, and is given by Equation (H.1):

$$\frac{H}{I} = \frac{8}{5\sqrt{5}} \frac{N}{r} \quad (\text{H.1})$$

where

- H is the axial magnetic field strength, in A/m;
 I is the current in the coils, in A;
 N is the number of turns on each coil;
 r is the radius of each coil, in m.

Factors that contribute to the maximum operating frequency are:

- type of wire and type of insulation of the winding of each coil;
- number of turns per single coil.

These factors cause intra- and inter-winding capacitances that lower the maximum operating frequency through a self-resonance. As the operating frequency approaches this resonance frequency, the current in the winding is lower than the measured value. To minimize the error this causes, the coil constant is determined at d.c. using a proton resonance magnetometer and combined with the frequency response determined using a single-turn search coil.

The Helmholtz coil should be designed so that it can be calibrated using a proton resonance magnetometer. The required field strength is then established by calculating the current needed to generate the field, and measuring the current using a calibrated shunt (resistor) and calibrated DVM. The DVM should be qualified as suitable to measure a.c. voltage up to 150 kHz. For the shunt resistor used to measure the current, the ability to determine the difference in the a.c. and d.c. values of the shunt limits the maximum operating frequency to around 150 kHz.

The loop antenna (the AUC) of radius R to be calibrated, is positioned coaxially and midway between the two coils of the Helmholtz coil system, and aligned to produce maximum output voltage by monitoring this voltage while small rotations of the plane of the coil are made. At the required magnetic field strength level, the output voltage of the loop antenna is measured using a calibrated DVM. The shunt voltage is recorded, and used to determine the coil current and the applied magnetic field strength.

Preferably, the radius R should be less than $r/2$ to minimize the non-uniformity of the magnetic field through the area of the loop AUC. The percentage error caused by field non-uniformity can be found from Figure H.2, which shows the ratio of the actual H/I to the theoretical value given by Equation (H.1). The percentage error is given by:

$$[(\text{Error in actual } H/I) - 1] \times 100$$

The behaviour shown in Figure H.2 leads to a lower average magnetic field strength through the coil than that given by Equation (H.1), and therefore a larger antenna factor is calculated. For a ratio $R/r = 0,4$, the percentage error is 1,27 % or 0,11 dB, which is included as an example error in the uniformity of field in Table H.1. The error can be reduced by correcting for the field averaged over the area of the loop AUC.

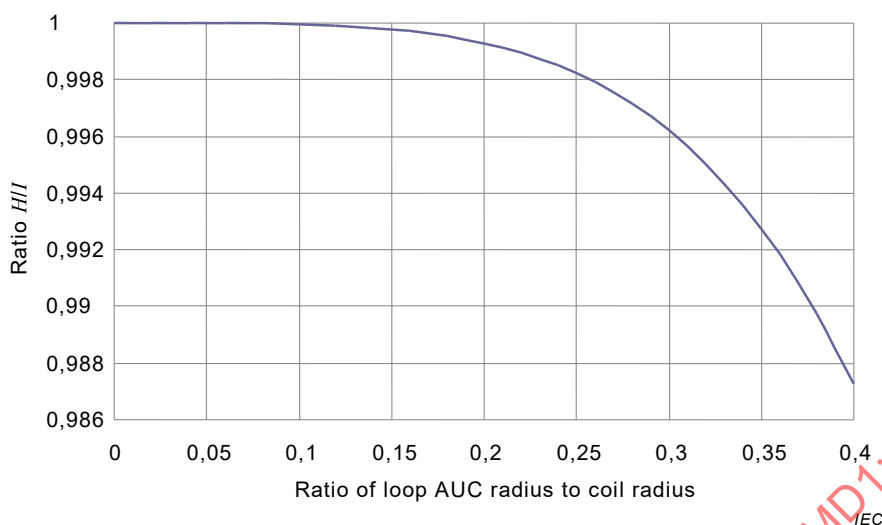


Figure H.2 – Variation of H/I across the central plane between the coils

It is possible that the loading of the input impedance of the DVM will affect the output voltage of the loop antenna. To establish whether this is the case, a second similar DVM should be connected in parallel with the first one, and readings taken with one (V_{c1}), then two instruments (V_{c2}) in parallel. Using the two readings, it is possible to calculate the value corrected for the loading of the input impedance using Equation (H.2):

$$V_c = \frac{V_{c1} V_{c2}}{2V_{c2} - V_{c1}} \quad (\text{H.2})$$

where

- V_c is the corrected output voltage from the loop antenna, in V;
- V_{c1} is the measured output voltage using one DVM, in V;
- V_{c2} is the measured output voltage with two DVMs in parallel, in V.

Typically, at the required field strength level, the output voltage of a passive loop antenna is measured across a $50\ \Omega$ load using a calibrated DVM. Most loop AUCs are active with a source impedance of $50\ \Omega$. The frequency dependence of this load should be determined for the frequency range of interest, and if necessary, an uncertainty contribution added to the measurement uncertainty budget.

From the known field H in $\text{dB}(\mu\text{A}/\text{m})$ and the output voltage of the antenna V_c in $\text{dB}(\mu\text{V})$, the antenna factor F_{aH} , in $\text{dB}(\Omega^{-1}\text{m}^{-1})$, as defined in 3.1.2.5, can be calculated as $F_{aH} = H - V_c$.

H.2 Uncertainties

An example measurement uncertainty budget for the frequency range of 50 kHz to 150 kHz is shown in Table H.1. An uncertainty of $\pm 0,5\ \text{dB}$ is achievable up to 10 MHz.

Table H.1 – Example measurement uncertainty budget for F_{aH} of a loop antenna measured by the Helmholtz coil method for the frequency range 50 kHz to 150 kHz

Source of uncertainty or quantity X_i	Value dB	Probability distribution	Divisor	Sensitivity	u_i dB	Note
Calibration of Helmholtz coils	0,003	Normal	2	1	0,002	–
Frequency response of Helmholtz coils	0,043	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,025	–
Calibration of DVM	0,086	Normal	2	1	0,043	–
Calibration of shunt resistor	0,002	Normal	2	1	0,001	–
Frequency response of shunt resistor	0,003	Normal	2	1	0,001	–
Resolution of current measurement	0,013	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,008	–
Resolution of loop output	0,013	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,008	–
Loop mis-alignment	0,009	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,005	–
Field uniformity	0,010	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,006	–
Measurement of frequency	0,000	Normal	2	1	0,000	–
Measurement repeatability	0,004	Normal	1	1	0,004	–
Combined standard uncertainty, u_C					0,052	–
Expanded uncertainty U ($k = 2$)					0,103	

Annex I (normative)

Antenna pattern measurement method in the frequency range above 1 GHz, with measurement uncertainty budget

I.1 General

All measurement methods in the CISPR 16 series need an estimation of the measurement uncertainty. A common approach is to list all contributions and to determine the influence of each one. This works very well if the uncertainty contributions are independent from the EUT itself. In case of antenna pattern measurements above 1 GHz uncertainty contributions are NOT independent from the EUT.

The major uncertainty contributions are:

- a) reflections inside the antenna chamber;
- b) reflections from the transmit antenna mast and the receive antenna mast;
- c) positioning uncertainty of the turntable leading to azimuth drift;
- d) alignment of the antennas;
- e) reflections between antennas.

All of these contributions are dependent on the antenna pattern to be measured as follows:

- 1) The nature of the pattern of omnidirectional antennas will lead to stronger reflections from objects around the antenna and from all surfaces of the anechoic chamber.
- 2) Coupling with the antenna mast is more significant if omnidirectional antennas or directional antennas with a strong back lobe are measured.
- 3) Uncertainty of the turntable positioning can be seen if directional antennas with a high-gradient antenna pattern are measured.
- 4) Alignment is more critical if directive antennas are measured.
- 5) Unwanted coupling between measurement antennas exists if the dimensions of the antennas are electrically large.

To account for these effects on uncertainty this measurement method includes a statistical estimation of the measurement uncertainty. The following subclauses describe the set-up and test method. Because a combined method is used, the problem of separately performing site validation and antenna mast validation is solved. It is easy for calibration labs to implement, and the effort is reasonable because the procedure is applied for the following cases:

- a) for a new and/or modified chamber and/or turntable;
- b) if the receive antenna model is changed;
- c) for each manufacturer and model of AUC.

This method is similar to the method given in 5.3.3 of CISPR 16-1-5:2014.

I.2 Test set-up

In a typical test set-up, the receive or transmit antenna under test is mounted in front of a vertical mast placed on a turntable. A change between the E-plane and the H-plane is easily done by rotating the antenna by 90°.

For the purposes of these tests, two principal categories of positioning systems are defined based on known methods of performing spherical antenna pattern tests. These are the distributed-axis system and the combined-axis system.

Combined-axis systems mount the Φ -axis positioner on the θ -axis, as shown in Figure I.1 a), to rotate the AUC around two axes, while the distributed axis systems move the measurement antenna about the AUC on the Φ -axis positioner, as shown in Figure I.1 b). With the combined axis system the height is not critical but half the chamber height is recommended. With the distributed axis system the radius of the ring is determined by using the maximum size of the AUC and calculating the far-field criteria.

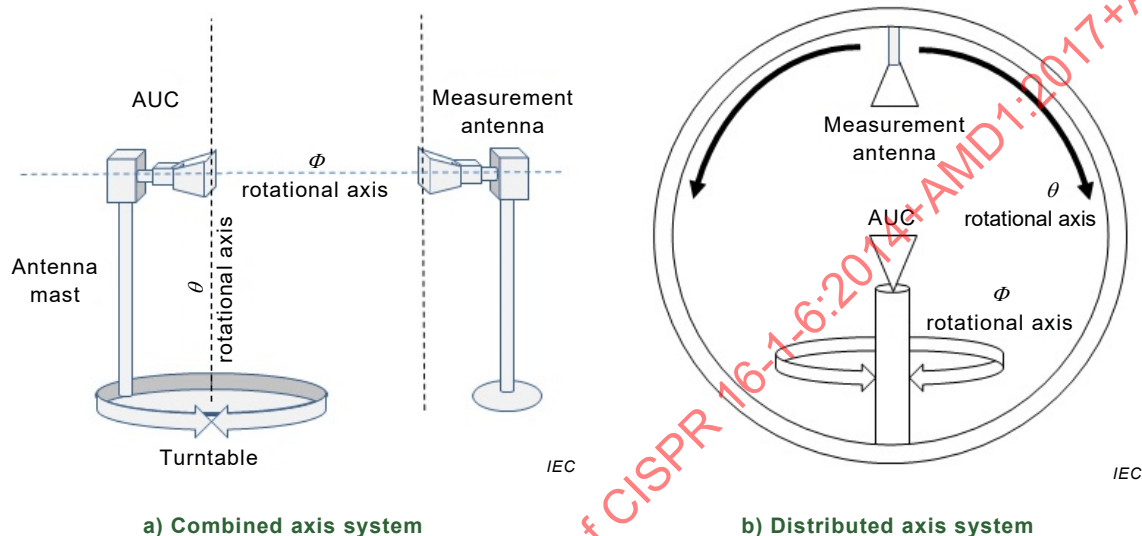


Figure I.1 – Typical set-up for antenna pattern measurement

Two distances are defined as follows:

d_1 is the distance between the centre of the turntable and the reference point of the measurement antenna, a distance of 3 m or longer is recommended (see Figure I.2);

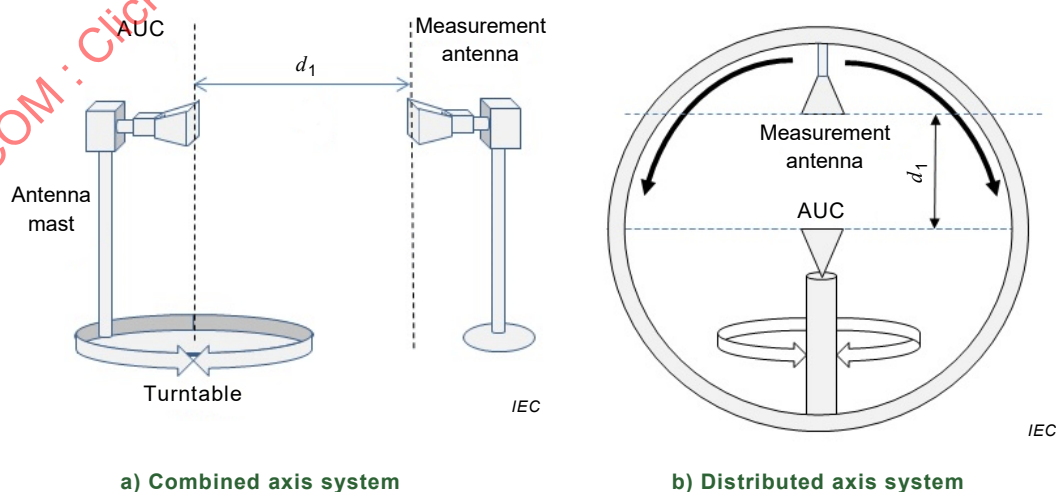


Figure I.2 – Definition of d_1

d_2 is the distance between the antenna mast and the reference point of the AUC (see Figure I.3); because only the antenna can be moved, and not the positioner. Adjustment of d_2 is possible using for example different length adaptors.

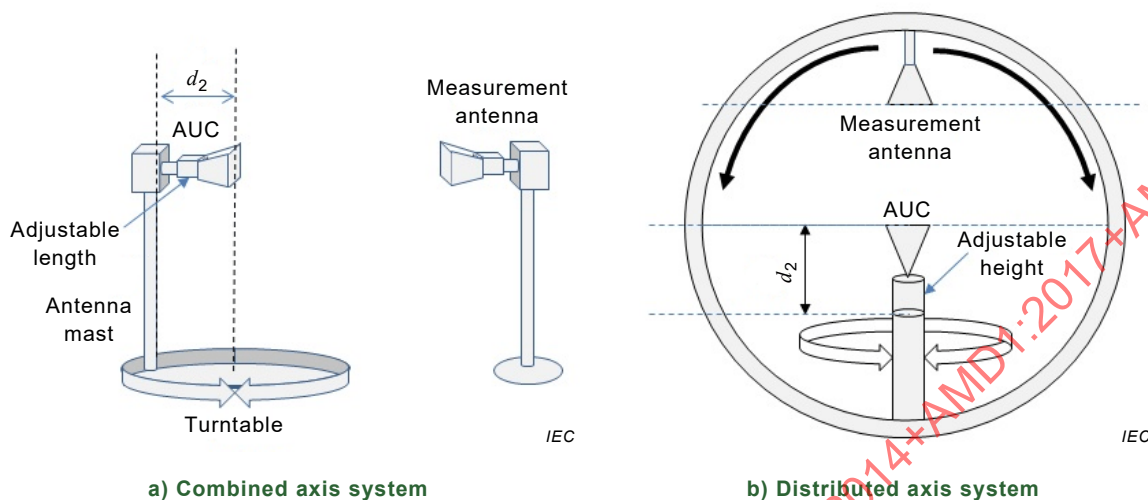


Figure I.3 – Definition of d_2

The AUC is the antenna mounted on the rotational positioner of the combined axis system and on the rotating pedestal for the distributed axis system. Only one of either system needs to be used.

For an element type antenna, see 7.5.2.1.

I.3 Test method

The test method is based on changing the phase condition of direct and reflected waves, similar to S_{VSWR} (see CISPR 16-1-4).

The antenna pattern is measured a total of 12 times while the distances d_1 and d_2 are varied as follows.

a) Influence of the antenna mast – with d_1 held constant, d_2 is increased in the following steps (see Figure I.4):

- 1) $d_2 + 0,0$ cm,
- 2) $d_2 + 0,3$ cm,
- 3) $d_2 + 3,0$ cm,
- 4) $d_2 + 6,0$ cm,
- 5) $d_2 + 7,5$ cm,
- 6) $d_2 + 9,0$ cm.

The spacing between d_2 positions above is unequal, i.e. similar to S_{VSWR} . The physical lower limit is defined by the lowest frequency used, at least $\lambda/4$.

NOTE The reference point and phase centre in this case mean the same thing. The phase centre can change as a function of frequency and has to be known for the application of the antenna, i.e. the antenna factor, to be valid. For LPDA antennas either the manufacturer's mark or the antenna midpoint for calibration is used. For DRG horn antennas the plane of the aperture is used.

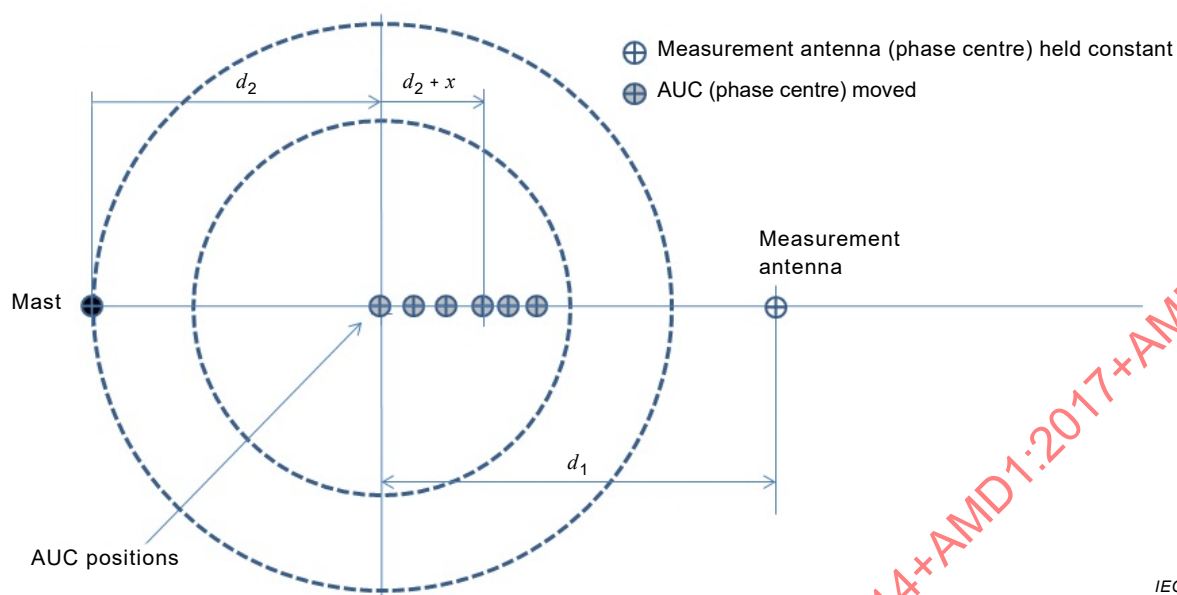


Figure I.4 – With d_1 held constant, d_2 is increased in x cm steps

b) Influence of the chamber – with d_2 held constant, d_1 is increased in the following steps (see Figure I.5):

- 7) $d_1 + 0$ cm,
- 8) $d_1 + 2$ cm,
- 9) $d_1 + 10$ cm,
- 10) $d_1 + 18$ cm,
- 11) $d_1 + 30$ cm,
- 12) $d_1 + 40$ cm.

The spacing between d_1 positions above is unequal. The distances listed above are equal to those used in measuring S_{VSWR} , so commercially available antenna positioners can be used for an automated procedure.

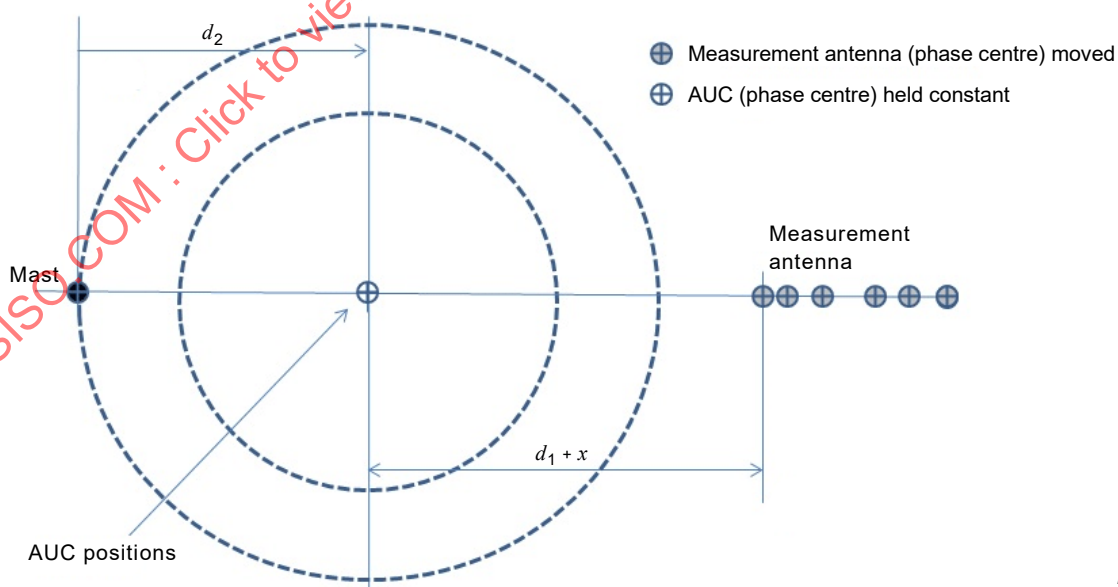


Figure I.5 – With d_2 held constant, d_1 is increased in x cm steps

When the change in d_2 causes the AUC to move away from the axis of rotation, the distance between the transmit and the receive antennas is dependent on the angle, and a distance correction is required (see Figure I.6 and Equation (I.1)).

To get an estimate for the measurement uncertainty contributions due to reflections of the test site and antenna positioner the standard deviations of combined and distributed systems are calculated separately from the measured antenna pattern. See Table I.2.

Measurements shall be performed at a single frequency in steps of 500 MHz or smaller. The turntable shall be stepped from 0° to 360° with a maximum angular resolution of 2°. The measurement at 360° shall be compared to the 0° value for completion of the pattern.

A radiation pattern correction is required for d_2 when the axes of both antennas do not coincide due to the turntable rotation (see Table I.1).

Due to the required correction of the received level and the angle – see Equation (I.3) and Figure I.6 – the angular grid is not equally spaced; see Table I.1. To solve this issue the pattern shall be recalculated to an angular resolution of 0,5° via linear interpolation at each frequency using dB scale values for pattern data. After this alignment the standard deviation shall be calculated.

Table I.1 – Correction of angle α for a distance of $d_1 = 3$ m (refer to Figure I.6)

α (°)	α_{corr} (°) $x = 0$ (cm)	α_{corr} (°) $x = 0,3$ (cm)	α_{corr} (°) $x = 3$ (cm)	α_{corr} (°) $x = 6$ (cm)	α_{corr} (°) $x = 7,5$ (cm)	α_{corr} (°) $x = 9$ (cm)
0	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000
2	2,000	2,002	2,020	2,041	2,051	2,062
4	4,000	4,004	4,040	4,082	4,102	4,124
6	6,000	6,006	6,060	6,122	6,154	6,185
8	8,000	8,008	8,081	8,163	8,204	8,247
10	10,000	10,010	10,100	10,203	10,255	10,308
...	...	...	...	...	...	...
90	90,000	90,057	90,573	91,146	91,432	91,718
...	...	...	...	...	...	...
180	180,000	180,000	180,000	180,000	180,000	180,000
...	...	...	...	...	...	...
270	270,000	269,943	269,427	268,854	268,568	268,282
...	...	...	...	...	...	...
360	360,000	360,000	360,000	360,000	360,000	360,000

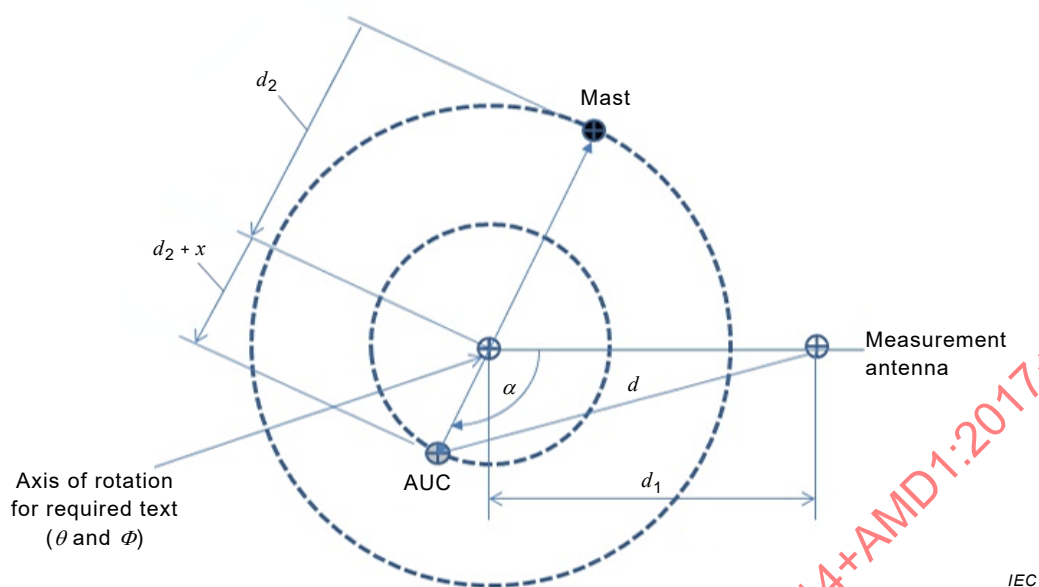


Figure I.6 – Distance and angle correction

The following equations support Figure I.6:

$$d^2 = d_1^2 + x^2 - 2d_1x\cos\alpha \quad (I.1)$$

$$P_{\text{corr}} = P_{\text{meas}} + 20\lg \frac{d}{d_1} \quad (I.2)$$

$$\alpha_{\text{corr}} = \alpha + \arctan\left(\frac{x\sin\alpha}{d_1 - x\cos\alpha}\right) \quad (I.3)$$

I.4 Test report

The test report shall include a description of the facility, the test equipment used and the measurement uncertainty.

I.5 Uncertainty budget

An example uncertainty budget for antenna pattern measurement is provided in Table I.2.

**Table I.2 – Example measurement uncertainty
budget for antenna pattern measurement above 1 GHz**

Source of uncertainty or quantity X_i	Value dB	Probability distribution	Divisor	Sensitivity	u_i dB
Repeatability of S_{21} value ^a	0,20	Normal	2	1	0,10
Reflections of site ^b	0,21	Normal	2	1	0,11
Reflections of positioner and cable ^b	0,35	Normal	2	1	0,18
Antenna height error ^c	0,1	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,06
Antenna orientation error ^d	0,2	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,12
Polarization mismatch ^e	0,02	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,01
Combined standard uncertainty, u_c					0,27
Expanded uncertainty, U ($k = 2$)					0,54
This table is for 3 m distance; for other distances other values will need to be calculated.					
NOTE Further guidance on uncertainty can be found in CISPR 16-4-2.					
^a The influence of the noise dominates the repeatability of S_{21} measurements on a network analyser. The number is determined by repeated measurements at several angular positions without turning the positioner between the measurements. The repeatability shall be checked at the main lobe position, a null and a side lobe position to get a reliable figure. ^b The uncertainty associated with the reflections from positioner and site is determined by following procedure. If the uncertainty changes with frequency, the measurement estimation shall be done for proper frequency ranges. 1) Perform the measurement according to Clause I.3 by changing d_1 at the first frequency. 2) Calculate the standard deviation of these six traces for each angle. 3) Take the maximum value and fill it into the table (second line). 4) Perform the measurement according to Clause I.3 by changing d_2 at the first frequency. 5) Calculate the standard deviation of these six traces for each angle. 6) Take the maximum value and insert it into the table (third line). 7) Restart at a) with the next frequency. ^c A typical value to place the antennas at the same height is 10 mm. Depending on the pattern of the antennas the uncertainty could be up to 0,1 dB. ^d For precise alignment of the antennas, a laser based system is recommended. For high gain antennas alignment is more critical than for medium gain antennas. An uncertainty of 0,2 dB is estimated. ^e Polarization mismatch uncertainty can be obtained using $\cos\phi$, where ϕ is an angular difference in polarization between transmit and receive antennas. For example, if the transmit and receive antennas are tilted by 2° in the opposite directions to each other, on the axes of their respective boresight directions, the polarization mismatch uncertainty becomes 0,02 dB [$= 20\lg\cos(2^\circ \times 2)$].					

Annex J (informative)

Monte Carlo simulation of TAM loop antenna calibration measurement uncertainty – Example source code

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
```

```
% MATLAB example source code
```

```
% CISPR 16-1-6
```

```
%
```

```
% Calculation of Uncertainty for TAM
```

```
% Calculation of K
```

```
%
```

```
% Monte Carlo (MC) Simulation
```

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
```

```
clear;
```

```
M=1000;      %Number of MC trials
```

```
f=30;        %Frequency in MHz
```

```
%
```

```
% Defining input estimates
```

```
%
```

```
d=0.4;       %Distance between antennas
```

```
u_d=0.01;    %Estimate of uncertainty for distance
```

```
r1=0.05;     %Radius antenna 1
```

```
u_r1=0.002;  %Estimate of uncertainty for radius 1
```

```
r2=0.05;     %Radius antenna 2
```

```
u_r2=0.002;  %Estimate of uncertainty for radius 2
```

```
u_phi1=5;    %Estimate of uncertainty for misalignment around x axis
```

```
u_phi2=5;    %Estimate of uncertainty for misalignment around x axis
```

```
u_l_theta1=1; %Estimate of uncertainty for misalignment around y axis
```

```
u_l_theta2=1; %Estimate of uncertainty for misalignment around y axis
```

```
u_s_theta1=5; %Estimate of uncertainty for misalignment around z axis
```

```

u_s_theta2=5;    %Estimate of uncertainty for misalignment around z axis

u_m=0.01;    %Estimate of uncertainty for misalignment in x axis

u_l=0.01;    %Estimate of uncertainty for misalignment in z axis

%

% Setting MC samples

%

mc_d=d-u_d+2*u_d*rand(M,1);

mc_r1=r1-u_r1+2*u_r1*rand(M,1);

mc_r2=r2-u_r2+2*u_r2*rand(M,1);

mc_phi1=-u_phi1+2*u_phi1*rand(M,1);

mc_phi2=-u_phi2+2*u_phi2*rand(M,1);

mc_s_theta1=-u_s_theta1+2*u_s_theta1*rand(M,1);

mc_s_theta2=-u_s_theta2+2*u_s_theta2*rand(M,1);

mc_l_theta1=-u_l_theta1+2*u_l_theta1*rand(M,1);

mc_l_theta2=-u_l_theta2+2*u_l_theta2*rand(M,1);

mc_m=-u_m+2*u_m*rand(M,1);

mc_l=-u_l+2*u_l*rand(M,1);

%

% Calculate output estimate

%

for i=1:M

    i

    %call function nec; calculates SIL using NEC

    SIL(i)=nec(f,mc_d(i),mc_r1(i),mc_r2(i),mc_m(i),mc_k(i),mc_phi1(i),mc_phi2(i),mc_s_theta1(i),mc_s_theta2(i),
    mc_l_theta1(i),mc_l_theta2(i));

end

u_SIL=std(SIL);

%

% Other uncertainty contribution

% Measurement function is linear

```


%

% Unwanted coupling between the antennas and ground

u_coup=0.1; %Rectangular contribution

% Approximation error in Equation (65)

u_approx=0.13; %Rectangular contribution

%

u_K=sqrt(u_SIL^2+(u_coup/sqrt(3))^2+(u_approx/sqrt(3))^2)

Bibliography

- [1] CISPR 16-1-1:2010, *Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods – Part 1-1: Radio disturbance and immunity measuring apparatus – Measuring apparatus*
- [2] CISPR 16-2-3:2010, *Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods – Part 2-3: Methods of measurement of disturbances and immunity – Radiated disturbance measurements*
- [3] CISPR 16-4-2:2011, *Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods – Part 4-2: Uncertainties, statistics and limiting modelling – Measurement instrumentation uncertainty*
- [4] CISPR 25:2008, *Vehicles, boats and internal combustion engines – Radio disturbance characteristics – Limits and methods of measurement for the protection of on-board receivers*
- [5] IEC 61000-4-22:2010, *Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 4-22: Testing and measurement techniques – Radiated emissions and immunity measurements in fully anechoic rooms (FARs)*
- [6] IEC 61169-16:2006, *Radio-frequency connectors – Part 16: Sectional specification – RF coaxial connectors with inner diameter of outer conductor 7 mm (0,276 in) with screw coupling – Characteristics impedance 50 Ω (75 Ω) (type N)*
- [7] ISO/IEC Guide 98-3/Suppl.1:2008, *Uncertainty of measurement – Part 3: Guide to the expression of uncertainty in measurement (GUM:1995) – Supplement 1: Propagation of distributions using a Monte Carlo method*
- [8] ISO/IEC 17043:2010, *Conformity assessment – General requirements for proficiency testing*
- [9] ALEXANDER, M.J., Lopez, M.H. and Salter, M.J., Getting the best out of biconical antennas for emission measurements and test site calibration, *Record on IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (Austin, Texas)*, 1997, p. 84-89
- [10] ALEXANDER M.J., Salter, M.J. and Cheadle, D.S., Near-field validation of calculable dipole antennas in a fully anechoic room from 20 to 1000 MHz, *EMC Europe 2013*, Brugge, September 2013
- [11] ALEXANDER, M.J., Salter, M.J., Loader, B.G. and Knight, D.A., Broadband calculable dipole reference antennas, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, February 2002, vol. 44, no.1, p. 45-58
- [12] ANSI C63.4-2003, *American National Standard for Methods of Measurement of Radio-Noise Emissions from Low-Voltage Electrical and Electronic Equipment in the Range of 9 kHz to 40 GHz*
- [13] ANSI C63.5-2006, *American National Standard for Electromagnetic Compatibility–Radiated Emission Measurements in Electromagnetic Interference, (EMI) Control–Calibration of Antennas (9 kHz to 40 GHz)*
- [14] ANSI/IEEE Std 149-1979, *IEEE Standard Test Procedures for Antennas*

- [15] ARTHUR, D. C., Ji, Y. and Daly, M.P.J., A Simplified method for the measurement of magnetic loop antenna factor, *Proceedings of Conference on Precision Electromagnetic Measurement 2008*, Broomfield, Colorado, 3-13 June 2008, p. 640-641
- [16] AYKAN, A., Calibration of circular loop antennas, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 47, Issue 2, April 1998, p. 446-452
- [17] BRUNS, C., Leuchtmann, P., and Vahldieck, R., Analysis and simulation of a 1-18 GHz broadband double-ridged horn antenna, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 45, 2003, p. 55-60
- [18] ÇAKIR, S., Hamid, R. and Sevgi, L., Loop-antenna calibration, *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 53, no. 5, October 2011, p. 243-254
- [19] CHEN, Z. and Foegelle, M.D., A numerical investigation of ground plane effects on biconical antenna factor, *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, vol. 2, 24-28 Aug. 1998, p. 802-806
- [20] CHEN, Z., Foegelle, M.D. and Harrington, T., Analysis of log periodic dipole array antennas for site validation and radiated emissions testing, *IEEE EMC Symposium, Seattle*, 1999, p. 618-623
- [21] CHEN, Z., Measurement uncertainties for biconical antenna calibrations using standard site method, *2013 Asia-Pacific International Symposium and Exhibition on Electromagnetic Compatibility*, May 20-23, 2013
- [22] COLLIER, R. and Skinner, D., eds., *Microwave Measurements, IET Electrical Measurement Series 12*, 3rd edition, Chapter 4 (on coaxial connectors), 2007
- [23] FITZGERRELL, R.G., Standard linear antennas, 30 to 1000 MHz, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1986, vol. AP-34, no. 12, p. 1425-1429
- [24] FUJII, K. and Sugiura, A., Averaging of the height-dependent antenna factor, *IEICE Transactions on Communications*, vol. E88-B, no. 8, August 2005, p. 3108-3114
- [25] FUJII, K., Alexander, M.J. and Sugiura, A., Uncertainty analysis for three antenna method and standard antenna method, *2012 IEEE Symposium on EMC*, August 2012, p. 702-707
- [26] GARN, H.F., Buchmayr, M., Müllner, W. and Rasinger, J., Primary standards for AF calibration in the frequency range 30 – 1000 MHz, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, April 1997, vol. 46, no.2, p. 544-548
- [27] GAVENDA, J.D., Near-field corrections to site attenuation, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. EMC-36, no. 3, 1994, p. 213-220
- [28] GREENE, F.M., NBS Field-strength standards and measurements (30 Hz to 1000 MHz). *Proc. IEEE*, June 1967, vol. 55, no. 6, p. 974-981
- [29] HALLÉN, E., Theoretical investigation into the transmitting and receiving qualities of antennas, *Nova Acta Regiae Soc. Sci. Upsala*, Ser. IV, 11, No. 4, Nov. 1938, p. 1-44
- [30] HARIMA, K., Calibration of broadband double-ridged guide horn antenna by considering phase center, *Proceedings of the 39th European Microwave Conference*, Oct. 2009, Roma, Italy, p. 1610-1613

- [31] HOLLIS, J.S., Lyon, T.J. and Clayton, L., *Microwave Antenna Measurements*, Scientific-Atlanta, Inc., 1969, Revised 1985
- [32] IEEE Std 291-1991, *IEEE Standard Methods for Measuring Electromagnetic Field Strength of Sinusoidal Continuous Waves*, 30 Hz to 30 GHz. IEEE, Inc., 445 Hoes Lane, PO Box 1331, Piscataway, NJ 08855-1331 USA, p. 28-29
- [33] IEEE Std 1128-1998, *IEEE Recommended Practice for Radio-Frequency (RF) Absorber Evaluation in the Range of 30 MHz to 5 GHz*, Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc
- [34] IEEE Std 1309-2005, *IEEE Standard for Calibration of Electromagnetic Field Sensors and Probes, Excluding Antenna, from 9 kHz to 40 GHz*, Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc
- [35] ISHII, M., Hirose, M. and Komiyama, K., A measurement method for magnetic antenna factor of small circular loop antenna by 3-antenna method, *URSI North American Radio Science Meeting* (Columbus, Ohio), July 2003, p. 458
- [36] ISHII, M., Kurokawa, S. and Shimada, Y., Comparison between three-antenna method and equivalent capacitance substitution method for calibrating electrically short monopole antenna, *Proceedings of 2011 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (Long Beach)*, Aug. 2011, p. 101-106
- [37] JI, Y., Arthur, D.C. and Warner, F.M., Measurement of above 1 GHz EMC antennas in a fully anechoic room, *Proceedings of Conference on Precision Electromagnetic Measurement* 2008, 3-13 June 2008, Broomfield, Colorado, p. 252-253
- [38] KERR, J.L., Short axial length broad-band horns, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1973, vol. AP-21, no. 9, p. 710-714
- [39] KING, R.W.P., *Theory of Linear Antennas*, Harvard University Press, Cambridge, MA, 1956, p.16-17, 71, 184 and 487
- [40] KNIGHT, D.A., Nothofer, A. and Alexander, M.J., Comparison of calibration methods for monopole antennas, with some analysis of the capacitance substitution method, *NPL Report DEM-EM 005*, October 2004. Available from (www.npl.co.uk/publications)
- [41] KRIZ, A., Antenna applications and chamber impact, *IEEE EMC Symposium*, Honolulu, Hawaii USA, 2007
- [42] KRIZ, A., Site validation above 1 GHz, *IEEE EMC Symposium*, Detroit, Michigan USA, 2008
- [43] KUHN, N., Simplified signal flow graph analysis, *Microwave Journal*, 1963, vol. VI, no. 11, p. 59-66
- [44] MENG, D., Alexander, M.J. and Zhang, X., Calibration of biconical antennas on a small ground plane, *International Symposium on Antennas, Propagation & EM Theory (ISAPE)*, October 2012
- [45] MIL-STD-461, *Electromagnetic Interference Characteristics Requirements for Equipment*, U.S. Department of Defense, July 1967
- [46] MOLINA-LOPEZ, V., Botello-Perez, M. and Garcia-Ruiz, I., Validation of the open-area antenna calibration site at CENAM, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, April 2009, vol. 58, no. 4, p. 1126-1134

- [47] MORIOKA, T. and Komiyama, K., Measurement of antenna characteristics above different conducting planes, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, April 2001, vol. 50, no. 2, p. 393-396
- [48] MORIOKA, T. and Hirasawa, K., MoM calculation of the properly defined dipole antenna factor with measured balun characteristics, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, EMC-53, No. 1, p. 233-236, 2011
- [49] MUEHLDOERF, E.I., The phase center of horn antennas, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-18, no. 6, 1970, p. 753-760
- [50] MÜLLNER, W. and Buchmayr, M., Introducing height correction factors for accurate measurements with biconical antennas above groundplane, *13th International Zurich Symposium and Technical Exhibition on Electromagnetic Compatibility*, February 16-18, 1999
- [51] NEWELL, A. C., Baird, R. C. and Wacker, P. F., Accurate measurement of antenna gain and polarization at reduced distance by an extrapolation technique, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, July 1973, vol. AP-21, p. 418-431
- [52] NPL Calculable Antenna Processor CAP2010, National Physical Laboratory, [software available as freeware from (www.npl.co.uk/software/calculable-antenna-processor)]
- [53] NPL GPG 73, *The Antenna Calibration Good Practice Guide*, December 2004, available from (http://www.npl.co.uk/publications/good_practice/)
- [54] PARK, J., Mun, G., Yu, D., Lee, B. and Kim, W., Proposal of simple reference antenna method for EMI antenna calibration, *IEEE EMC Symposium 2011*, p. 90-95
- [55] RIEDELSHEIMER, J. and Trautnitz, F.W., Influence of antenna pattern on site validation above 1 GHz for site VSWR measurements, *2010 IEEE Symposium on EMC*, Fort Lauderdale, FL, USA
- [56] ROCKWAY, J.W., Logan, J.C., Daniel, W.S.T. and Shing, T. L., *The Mininec system: Microcomputer analysis of wire antennas*, Artech House Inc., MA, USA, 1988
- [57] SALTER, M.J. and Alexander, M.J., EMC antenna calibration and the design of an open-field site, *Measurement Science and Technology*, Institute of Physics (UK), 1991, vol. 2, no. 6, p. 510-519
- [58] SCHELKUNOFF, S.A., Theory of antennas of arbitrary size and shape, *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, Sep. 1941, vol. 29, p. 493-592
- [59] SCHELKUNOFF, S.A. and FRIIS, H.T., *Antennas: Theory and Practice*, New York: John Wiley and Sons, Inc., 1952, p. 302-331
- [60] SCHWARZBECK, D., *Calibration of Vertical Monopole Antennas (9kHz – 30MHz)*, (http://www.schwarzbeck.de/appnotes/AF_of_monopole_on_tripod.pdf)
- [61] SMITH, A.A., Standard-site method for determining antenna factors, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 24, 1982, p. 316-322
- [62] SMITH, A.A., German, R.F. and Pate, J.B., Calculation of site attenuation from antenna factors, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. EMC-24, No. 3, 1982, p. 301-316

- [63] SUGIURA, A., Formulation of normalized site attenuation in terms of antenna impedances, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, Vol. EMC-32, No. 4, p. 257-263, 1990
- [64] SUGIURA, A., Shinozuka, T. and Nishikata, A., Correction factors for normalized site attenuation, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. EMC-34, No. 4, p. 461-470, Nov. 1992
- [65] SUGIURA, A., Alexander, M.J., Knight, D.A. and Fujii, K., Equivalent capacitance substitution method for monopole antenna calibration, *2012 IEEE Symposium on EMC*, August 2012, p. 708-713
- [66] TRAINOTTI, V. and Figueroa, G., Vertically polarized dipoles and monopoles, directivity, effective height and antenna factor, *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 56, p. 379-409
- [67] P VIGOUREUX, Formulae for the calculation of the magnetic field strength in a Helmholtz system with circular coils, *NPL Report DES 130*, December 1993; available from: (www.npl.co.uk/publications)
- [68] WOLFF, E.A., *Antenna Analysis*, New York: John Wiley and Sons, Inc., 1966, p. 61
- [69] IEC 60050-726:1982, *International Electrotechnical Vocabulary. Transmission lines and waveguides*
- [70] GREENE, F.M., The near-zone magnetic field of a small circular-loop antenna, *Journal of Research of the National Bureau of Standards – C. Engineering and Instrumentation*, Oct.-Dec. 1967, vol. 71C, no. 4, p. 319-326 (<https://www.nist.gov/nist-research-library/journal-research-volume-71c>)
- [71] MA, M.T. and Kanda, M., *Electromagnetic Compatibility and Interference Metrology, NBS Technical Note 1099*, Boulder, CO, 1986
- [72] FUJII, K., Sakai, K., Sugiyama, T., Sebata, K., and Nishiyama, I., Calibration of Loop Antennas for EMI Measurements in the Frequency Range Below 30 MHz, *Journal of the National Institute of Information and Communications Technology*, vol.63, no. 1, Dec. 2016, p. 71-81
- [73] ISHII, M. and Shimada, Y., Reference calibration methods for small circular loop antenna in low-frequency band, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Apr. 2009, vol. 58, no. 4, p. 1007-1103
- [74] ISHII, M. and Fujii, K., Loop antenna calibration methods in low-frequency, *IEICE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC'14/Tokyo)*, 2014, p. 290-293
- [75] RAMO, S., Whinnery, J.R., and Van Duzer, T., *Fields and Waves in Communication Electronics*, 3rd ed., John Wiley & Sons, 1994

STANDARDSISO.COM : Click to view the full PDF of CISPR 16-1-6:2014+AMD1:2017+AMD2:2022 CSV

SOMMAIRE

AVANT-PROPOS	208
1 Domaine d'application	210
2 Références normatives	210
3 Termes, définitions et abréviations	211
3.1 Termes et définitions	211
3.1.1 Termes relatifs aux antennes	211
3.1.2 Termes relatifs au facteur d'antenne	215
3.1.3 Termes relatifs à l'emplacement de mesure	216
3.1.4 Autres termes	217
3.2 Abréviations	218
4 Concepts fondamentaux	219
4.1 Généralités	219
4.2 Concept de facteur d'antenne	219
4.3 Méthodes d'étalonnage pour des fréquences de 30 MHz et plus	220
4.3.1 Généralités	220
4.3.2 Distances de séparation minimales des antennes	220
4.3.3 Considérations générales pour la méthode TAM	221
4.3.4 Considérations générales pour la méthode SSM	221
4.3.5 Considérations générales pour la méthode SAM	221
4.4 Incertitudes de mesure pour les résultats des mesurages d'étalonnage des antennes	222
4.5 Synthèse des méthodes de mesure permettant d'obtenir l'AF	222
5 Méthodes d'étalonnage pour la gamme de fréquences comprise entre 9 kHz et 30 MHz	225
5.1 Étalonnage des antennes monopôles	225
5.1.1 Généralités	225
5.1.2 Étalonnage par la méthode ECSM	226
5.2 Étalonnage des antennes boucles	233
5.2.1 Généralités	233
5.2.2 Méthode des cellules TEM (Crawford)	234
5.2.3 Méthode à trois antennes (TAM)	238
5.2.4 Méthode de la sonde de courant (CPM)	248
5.2.5 Méthode de l'antenne étalon	251
6 Fréquences, matériel et vérifications de fonctionnement pour des étalonnages à des fréquences supérieures ou égales à 30 MHz	253
6.1 Fréquences d'étalonnage	253
6.1.1 Gammes et pas de fréquences d'étalonnage	253
6.1.2 Fréquence de transition pour les antennes hybrides	254
6.2 Exigences concernant les instruments de mesure pour les étalonnages d'antennes	255
6.2.1 Types de matériel	255
6.2.2 Désadaptation	257
6.2.3 Dynamique et reproductibilité de mesurage de SIL	258
6.2.4 Rapport signal/bruit	259
6.2.5 Mâts et câbles d'antennes	259
6.3 Vérifications de fonctionnement d'une AUC	260

6.3.1	Généralités	260
6.3.2	Équilibre d'une antenne	260
6.3.3	Caractéristique de polarisation croisée d'une antenne	260
6.3.4	Diagrammes de rayonnement d'une antenne	261
7	Paramètres et équations de base communs aux méthodes d'étalonnage d'antennes pour des fréquences au-delà de 30 MHz	262
7.1	Synthèse des méthodes de mesure permettant d'obtenir l'AF	262
7.2	Mesurages de la perte d'insertion de l'emplacement	262
7.2.1	Généralités	262
7.2.2	Méthode de mesure de SIL et de SA	262
7.2.3	Composantes d'incertitude communes d'un mesurage de SIL	264
7.3	Équations de base pour le calcul de l'AF à partir des mesurages de SIL et de SA	266
7.3.1	Facteur d'antenne issu des mesurages de SIL	266
7.3.2	Relation entre AF et SIL pour un emplacement d'étalonnage en espace libre	266
7.3.3	Relation entre AF et SIL pour un emplacement d'étalonnage avec un plan de masse de référence métallique	267
7.4	Équations pour le facteur AF et les incertitudes de mesure avec les méthodes TAM, SSM et SAM	268
7.4.1	Méthode TAM	268
7.4.2	SSM	273
7.4.3	Méthode SAM	276
7.5	Paramètres de spécification du centre de phase et de la position des antennes	278
7.5.1	Généralités	278
7.5.2	Position de référence et centres de phase des antennes LPDA et hybrides	279
7.5.3	Centres de phase des antennes cornets	282
8	Détails pour les méthodes d'étalonnage TAM, SAM et SSM pour des fréquences de 30 MHz et plus	284
8.1	Généralités	284
8.2	Considérations concernant les étalonnages F_a à l'aide de la méthode TAM	284
8.2.1	Considérations générales	284
8.2.2	Considérations concernant l'emplacement d'étalonnage et le montage d'antennes pour une utilisation avec la méthode TAM	285
8.2.3	Paramètres d'antennes pour un environnement en espace libre ou un emplacement sur plan de masse de référence	286
8.2.4	Validation de la méthode d'étalonnage	287
8.3	Considérations concernant les étalonnages F_a à l'aide de la méthode SAM	288
8.3.1	Considérations générales et emplacement d'étalonnage pour une utilisation de la méthode SAM	288
8.3.2	Méthodes d'étalonnage et montages d'antennes pour le facteur F_a par la méthode SAM	289
8.3.3	Paramètres de la STA	290
8.4	Étalonnages SSM avec un emplacement sur plan de masse de référence, à des fréquences comprises entre 30 MHz et 1 GHz	291
8.4.1	Considérations générales et emplacement d'étalonnage pour la méthode SSM	291
8.4.2	Méthode d'étalonnage pour la SSM	291
8.4.3	Calcul de F_a	292
8.4.4	Incertainces du facteur F_a obtenu avec la méthode SSM	292

9	Méthodes d'étalonnage pour des types d'antenne spécifiques pour des fréquences de 30 MHz et plus.....	293
9.1	Généralités	293
9.2	Étalonnages des antennes biconiques et hybrides dans un environnement en espace libre pour des fréquences comprises entre 30 MHz et 300 MHz et des doublets accordés pour des fréquences comprises entre 60 MHz et 1 000 MHz	293
9.2.1	Considérations générales et exigences concernant l'emplacement d'étalonnage	293
9.2.2	Méthode d'étalonnage et montage d'antennes pour une utilisation avec la méthode SAM	294
9.2.3	Incertitudes de F_a déterminées par la méthode SAM	295
9.2.4	Montage d'antennes à utiliser avec la méthode TAM (variante).....	297
9.3	Étalonnage des antennes biconiques (30 MHz à 300 MHz) et hybrides, à l'aide des méthodes SAM et VP avec un emplacement sur plan de masse de référence	298
9.3.1	Considérations générales et exigences concernant l'emplacement d'étalonnage	298
9.3.2	Méthode d'étalonnage et montage d'antennes	298
9.3.3	Incertitudes de F_a déterminées par la méthode SAM	299
9.4	Étalonnage des antennes LPDA, hybrides et cornets dans un environnement en espace libre, pour des fréquences comprises entre 200 MHz et 18 GHz	301
9.4.1	Considérations générales et emplacement d'étalonnage pour un environnement en espace libre	301
9.4.2	Étalonnages utilisant la méthode TAM	302
9.4.3	Montage d'antennes à utiliser avec la méthode SAM	304
9.4.4	Autre montage d'antennes pour un emplacement comportant un matériau absorbant sur le sol.....	304
9.5	Étalonnage des antennes cornets et LPDA dans une FAR, pour des fréquences comprises entre 1 GHz et 18 GHz.....	305
9.5.1	Étalonnage utilisant la méthode TAM	305
9.5.2	Étalonnage et montage d'antennes pour la méthode SAM	309
	Annexe A (informative) Historique et justifications des méthodes d'étalonnage des antennes.....	310
A.1	Justifications de la nécessité de plusieurs méthodes d'étalonnage et de l'utilisation d'un emplacement sur plan de masse de référence	310
A.2	Mesures spéciales propres à l'étalonnage des antennes omnidirectionnelles	312
A.2.1	Généralités	312
A.2.2	Difficultés d'étalonnage des antennes omnidirectionnelles.....	312
A.2.3	Réduction au minimum des réflexions des supports d'antennes et du rayonnement des câbles	312
A.2.4	Conicité de champ et montage d'antennes monocônes pour l'étalonnage des antennes biconiques à polarisation verticale.....	314
A.2.5	Utilisation de la HP ou de la VP dans une FAR	314
A.2.6	Situation de remplacement où les modèles de STA et d'AUC sont identiques.....	315
A.3	Étalonnages avec des antennes doublets calculables à large bande	315
A.3.1	Inconvénients des antennes doublets accordées	315
A.3.2	Avantages des antennes doublets calculables à large bande	316
A.3.3	Inconvénients des antennes doublets calculables	316
A.4	Justifications pour le facteur F_a et fréquence de transition entre les antennes biconiques et LPDA	316
A.4.1	Justifications pour le facteur F_a	316

A.4.2	Fréquence de transition entre les antennes biconiques et les antennes LPDA.....	317
A.4.3	Types d'éléments biconiques.....	318
A.5	Sources d'incertitude de mesure plus grande du facteur F_a avec la méthode SSM.....	318
A.6	Étalonnage des antennes LPDA en utilisant des distances de séparation réduites.....	322
A.6.1	Étalonnage des antennes LPDA en utilisant des distances de séparation réduites.....	322
A.6.2	Correction de l'intensité de champ électrique afin de tenir compte du centre de phase des antennes LPDA.....	322
A.7	Discrimination de polarisation croisée des antennes LPDA.....	323
A.8	Conseils pratiques pour l'instrumentation de mesure.....	324
A.8.1	Rapport signal/bruit.....	324
A.8.2	Profondeur des broches de connecteurs.....	327
A.8.3	Influence de l'adaptateur ajouté dans un mesurage "sur câbles traversants".....	327
A.8.4	Niveau de compression.....	327
A.8.5	Fonction de pente de la puissance source au-delà d'une fréquence de 6 GHz.....	328
A.8.6	Pas de fréquence pour la détection des résonances.....	328
A.8.7	Affaiblissement de réflexion ou ROS.....	328
A.9	Considérations relatives à l'incertitude.....	329
A.9.1	Généralités.....	329
A.9.2	Incertainces réalisables pour le facteur F_a	329
A.9.3	Incertainces des doublets au-dessus d'un plan de masse de référence.....	329
A.9.4	Vérification de l'incertitude par comparaison des méthodes.....	330
Annexe B (normative) Étalonnage des antennes biconiques et des antennes doublets accordées au-dessus d'un plan de masse de référence en utilisant les méthodes TAM et SAM.....		331
B.1	Généralités.....	331
B.2	Caractéristiques des antennes biconiques et des antennes doublets.....	331
B.3	Fréquences.....	332
B.4	Mesurage du facteur $F_a(h,p)$ des antennes biconiques et doublets accordées et déduction de F_a par calcul de la moyenne de $F_a(h,p)$ pour des fréquences comprises entre 30 MHz et 300 MHz.....	332
B.4.1	Généralités.....	332
B.4.2	Mesurage de $F_a(h,H)$ par la méthode SAM et déduction de F_a	332
B.4.3	Mesurage de $F_a(h,H)$ par la méthode TAM et déduction de F_a	336
B.5	Mesurage du facteur F_a des doublets accordés placés au-dessus d'un plan de masse de référence dans la gamme de fréquences comprise entre 30 MHz et 1 000 MHz.....	338
B.5.1	Généralités.....	338
B.5.2	Mesurage de F_a par la méthode SAM.....	338
B.5.3	Mesurage de F_a par la méthode TAM.....	340
Annexe C (informative) Justifications relatives aux équations utilisées dans l'étalonnage des antennes et informations pertinentes concernant les caractéristiques d'antennes pour l'analyse d'incertitude dans la gamme de fréquences comprise entre 30 MHz et 1 GHz.....		342
C.1	Généralités.....	342
C.2	Facteur d'antenne et gain d'antenne.....	342

C.2.1	Relation entre l'AF et le gain pour les antennes dans un environnement en espace libre	342
C.2.2	Relation entre l'AF et le gain pour les antennes monopôles sur un plan de masse de référence de grande surface	344
C.3	Équations pour la perte d'insertion entre les antennes	345
C.3.1	Perte d'insertion d'emplacement mesurée à un emplacement d'étalonnage en espace libre	345
C.3.2	Perte d'insertion d'emplacement mesurée à un emplacement sur plan de masse de référence métallique	347
C.3.3	Affaiblissement de l'emplacement mesuré avec un emplacement sur plan de masse de référence métallique	349
C.4	Contribution à l'incertitude due aux effets de champ proche	350
C.5	Contribution à l'incertitude due au couplage de proximité des antennes	351
C.6	Contribution à l'incertitude due à la réflexion sur le plan de masse de référence	353
C.6.1	Couplage avec la représentation sur le plan de masse de référence	353
C.6.2	Facteurs de correction $\Delta F_{a,SSM}$ pour le facteur F_a d'une antenne biconique	359
C.7	Contribution à l'incertitude due au diagramme de rayonnement des antennes	361
C.7.1	Généralités	361
C.7.2	Antennes biconiques	362
C.7.3	Antennes LPDA	363
C.7.4	Antennes hybrides	363
C.7.5	Antennes cornets et LPDA pour des fréquences comprises entre 1 GHz et 18 GHz	364
Annexe D (informative) Historique et justifications pour l'étalonnage des antennes à des fréquences au-delà de 1 GHz		369
D.1	Incertitude de désadaptation	369
D.2	Couplage mutuel entre les antennes et réflexion dans la chambre	369
D.3	Distance de séparation des antennes et centre de phase	370
D.4	Exemple de gain d'une antenne DRH à une distance de 1 m	372
Annexe E (informative) Notes relatives aux budgets d'incertitude de mesure		374
E.1	Généralités	374
E.2	Notes pour les budgets d'incertitude de mesure	374
Annexe F (informative) Incertitudes de désadaptation dues à un dispositif à deux ports connecté entre un port d'émission et un port de réception		385
Annexe G (informative) Méthode de vérification pour l'étalonnage des antennes monopôles et analyse d'incertitude de la méthode ECSM		387
G.1	Méthode de vérification pour l'étalonnage des antennes monopôles par la méthode des ondes planes dans une gamme de fréquences de 5 MHz à 30 MHz	387
G.1.1	Méthode d'étalonnage	387
G.1.2	Évaluation d'incertitude pour l'étalonnage d'antennes monopôles par la méthode des ondes planes	388
G.2	Analyse d'incertitude de l'ECSM	389
G.2.1	Effet d'une longueur de fouet de plus de $\lambda/8$	389
G.2.2	Effet sur le facteur AF d'une antenne monopôle montée sur un trépied	391
G.2.3	Antenne monopôle recevant un champ électrique	392
G.2.4	Méthode ECSM	393
G.2.5	Incertitudes associées à la méthode ECSM	395
G.2.6	Variante à l'antenne fictive pour laquelle $F_{ac} = V_D - V_L$	397

Annexe H (informative) Méthode de la bobine d'Helmholtz pour l'étalonnage d'antennes boucles jusqu'à une fréquence de 150 kHz	399
H.1 Méthode de mesure	399
H.2 Incertitudes	402
Annexe I (normative) Méthode de mesure du diagramme de rayonnement d'une antenne dans la plage de fréquences supérieure à 1 GHz, avec budget de l'incertitude de mesure.....	403
I.1 Généralités	403
I.2 Montage d'essai.....	404
I.3 Méthode d'essai.....	406
I.4 Rapport d'essai.....	409
I.5 Budget d'incertitude	409
Annexe J (informative) Simulation de Monte-Carlo de l'incertitude de mesure d'étalonnage d'une antenne boucle TAM – Exemple de code source.....	411
Bibliographie.....	414
Figure 1 – Montage pour la détermination du facteur AF au moyen d'un analyseur de réseau	229
Figure 2 – Montage pour la détermination du facteur AF au moyen d'un récepteur de mesure et d'un générateur de signaux	230
Figure 3 – Exemple de montage d'un condensateur dans l'antenne fictive	231
Figure 4 – Schéma de principe d'un montage à cellules TEM pour antennes boucles passives	236
Figure 5 – Schéma de principe d'un montage à cellules TEM pour antennes boucles actives	237
Figure 21 – Dispositions de paires d'antennes boucles pour la méthode des trois antennes.....	242
Figure 22 – Exactitude de la formule de Greene et de la formule intégrale par rapport à la fréquence pour $r_i = 0,05$ m, $r_j = 0,3$ m, et $d = 0,39$ m	243
Figure 23 – Exemples de l'influence du plan de masse sur la SIL en condition d'espace libre	244
Figure 24 – Définitions des paramètres utilisés dans l'évaluation de l'incertitude de mesure pour $K(i,j)$	246
Figure 25 – Disposition de l'antenne pour la méthode de la sonde de courant (CPM).....	248
Figure 26 – Disposition de l'antenne pour la méthode de l'antenne étalon.....	252
Figure 6 – Exemple de pointe résonnante due à des connexions d'éléments biconiques inadaptées, avec pas de 2 MHz	254
Figure 7 – Montage d'antennes pour le mesurage de SIL à un emplacement d'étalonnage en espace libre	264
Figure 8 – Montage d'antennes pour le mesurage de SIL et de SA à un emplacement d'étalonnage sur plan de masse de référence	264
Figure 9 – Montage d'antennes pour la méthode TAM à un emplacement d'étalonnage en espace libre	269
Figure 10 – Montage d'antennes pour la méthode TAM sur un emplacement d'étalonnage avec plan de masse de référence métallique.....	272
Figure 11 – Montage d'antennes pour la méthode SSM	274
Figure 12 – Montage d'antennes pour la méthode SAM sur emplacement d'étalonnage avec un plan de masse de référence métallique.....	277
Figure 13 – Distance de séparation par rapport au centre de phase d'une antenne LPDA.....	280

Figure 14 – Antenne LPDA à géométrie conique courbe	282
Figure 15 – Distance de séparation par rapport au centre de phase des antennes cornets (voir détails en [49])	283
Figure 16 – Représentation schématique d'une antenne DRH illustrant les emplacements relatifs du point de champ et du centre de phase de l'antenne	284
Figure 17 – Montage d'antennes biconiques pour la méthode SAM utilisant la polarisation verticale, et illustrant l'antenne monocône appariée ainsi qu'un exemple d'AUC biconique à éléments contractiles	299
Figure 18 – Montage d'essai pour l'étalonnage des antennes LPDA et hybrides positionnées à une hauteur élevée	302
Figure 19 – Montage pour antennes LPDA au-dessus d'un matériau absorbant	305
Figure 20 – Montage pour les mesurages d'émission au moyen d'un analyseur de réseau	307
Figure A.1 – Illustration des angles des rayons électromagnétiques sous-tendus entre l'antenne LPDA balayée, l'antenne LPDA à hauteur fixe et le plan de masse de référence	320
Figure A.2 – Facteur F_a d'une antenne biconique avec un symétriseur de 200 Ω , mesuré par la méthode VP de 9.3 et par la méthode SSM de 8.4 sans correction	321
Figure A.3 – Facteur F_a d'une antenne biconique avec un symétriseur de 200 Ω , mesuré par la méthode VP de 9.3 et par la méthode SSM de 8.4 avec correction	321
Figure A.4 – Distance de séparation par rapport au centre de phase d'une antenne LPDA	323
Figure A.5 – Propriétés statistiques de balayages S_{21} multiples (minimum, maximum et valeur moyenne)	325
Figure A.6 – Écart-type de S_{21}	326
Figure A.7 – Écart-type normalisé de S_{21}	326
Figure C.1 – Modèle simplifié d'une antenne de réception	343
Figure C.2 – Mesurage de la perte d'insertion pour l'étalonnage d'antennes à un emplacement d'étalonnage en espace libre	345
Figure C.3 – Mesurage de la perte d'insertion pour l'étalonnage d'antennes à un emplacement d'étalonnage avec plan de masse de référence métallique	347
Figure C.4 – Comparaison de l'intensité de champ donnée par l'Équation (C.17) avec celle de la région de champ proche donnée par l'Équation (C.31)	351
Figure C.5 – Calculs théoriques des effets du couplage de proximité sur le facteur AF obtenu par la méthode TAM (conditions en espace libre)	353
Figure C.6 – Écart de l'AF par rapport à la valeur en espace libre F_a dû au couplage mutuel avec la représentation dans un plan de masse de référence métallique (résultats théoriques)	355
Figure C.7 – Variation de $F_a(h,H)$ d'une antenne biconique avec un symétriseur de 50 Ω , et une gamme de fréquences comprise entre 30 MHz et 320 MHz à des hauteurs avec une distance de séparation de 0,5 m au-dessus d'un plan de masse de référence compris entre 1 m et 4 m	356
Figure C.8 – AF de la Figure C.7 normalisé à l'AF en espace libre	357
Figure C.9 – Variation de $F_a(h,H)$ d'une antenne biconique avec un symétriseur de 200 Ω , et une gamme de fréquences comprise entre 30 MHz et 320 MHz à des hauteurs avec une distance de séparation de 0,5 m au-dessus d'un plan de masse de référence compris entre 1 m et 4 m	358
Figure C.10 – Diagramme d'une section triangulaire d'élément d'antenne biconique	361
Figure C.11 – Exemples de diagrammes de rayonnement (gain relatif réalisé) de deux exemples d'antennes biconiques comparées à l'antenne doublet accordée demi-onde théorique	362

Figure C.12 – Exemples de diagrammes de rayonnement (gain relatif réalisé) de trois exemples d'antennes LPDA comparées à une antenne doublet accordée demi-onde théorique	363
Figure C.13 – Exemples de diagrammes de rayonnement (gain relatif réalisé) d'un exemple d'antenne hybride comparée à une antenne doublet accordée demi-onde théorique	364
Figure C.14 – Exemple de diagrammes de rayonnement pour une antenne DRH classique	365
Figure C.15 – Exemple de diagrammes de rayonnement pour une antenne DRH nouvelle	366
Figure C.16 – Exemple de diagrammes de rayonnement pour une antenne LPDA classique	367
Figure C.17 – Exemple de diagrammes de rayonnement pour une antenne LPDA de type V	368
Figure D.1 – Centres de phase relatifs d'une antenne DRH et d'une antenne LPDA	370
Figure D.2 – Système de transmission entre une antenne cornet et une antenne LPDA	371
Figure D.3 – Facteurs AF mesurés d'une antenne DRH à une fréquence de 4,5 GHz	372
Figure D.4 – Graphique illustrant le gain réalisé à une distance de 1 m pour une antenne DRH	373
Figure E.1 – Comparaison de SIL mesurée et de SIL prévue pour une antenne doublet calculable – élément à 60 MHz	377
Figure E.2 – Comparaison de SIL mesurée et de SIL prévue pour une antenne doublet calculable – élément à 180 MHz	378
Figure E.3 – Réflectivité des matériaux absorbants de la chambre	382
Figure E.4 – Système d'alignement laser	383
Figure F.1 – Schéma de fluence d'un dispositif à deux ports entre un port d'émission et un port de réception	385
Figure F.2 – Réduction de la fluence de signal	385
Figure G.1 – Diagramme illustrant la méthode de connexion du fouet en laiton au connecteur de cloison de type N mâle	388
Figure G.2 – Graphique de l'amplitude du terme du rapport $\tan(\dots)$ dans l'Équation (4) de 5.1.2.2	390
Figure G.3 – Représentation graphique de l'Équation (4) de 5.1.2.2, capacité propre C_a d'une antenne monopôle d'une longueur de 1 m	390
Figure G.4 – Représentation graphique de l'Équation (5) de 5.1.2.2 facteur de correction de la hauteur L_h	391
Figure G.5 – Montage d'étalonnage composé d'une antenne biconique, d'une antenne boucle et d'une antenne monopôle élevée avec des câbles d'alimentation verticaux	392
Figure G.6 – Représentation de circuit équivalent pour un système d'antennes monopôles	393
Figure G.7 – Etalonnage de l'antenne monopôle à l'aide de la méthode ECSM	394
Figure G.8 – Représentation de circuit équivalent pour la méthode ECSM	394
Figure G.9 – Représentation de circuit simplifiée pour la Figure G.8	395
Figure G.10 – Circuit pour antenne fictive avec simulation des effets de la hauteur d'antenne effective h_e	398
Figure H.1 – Schéma de montage de la méthode de la bobine d'Helmholtz	399
Figure H.2 – Variation de H/I dans le plan central entre les bobines	401
Figure I.1 – Montage d'essai classique pour le mesurage du diagramme de rayonnement d'une antenne	404

Figure I.2 – Définition de d_1	405
Figure I.3 – Définition de d_2	405
Figure I.4 – Avec une distance d_1 fixe, d_2 est augmentée par pas de x cm	406
Figure I.5 – Avec une distance d_2 fixe, d_1 est augmentée par pas de x cm	407
Figure I.6 – Correction d'angle et de distance	408
Tableau 1 – Synthèse des méthodes d'étalonnage au-delà d'une fréquence de 30 MHz pour F_a	223
Tableau 2 – Méthodes d'étalonnage au-delà d'une fréquence de 30 MHz par numéro de paragraphe	224
Tableau 3 – Pas de fréquences pour l'étalonnage des antennes monopôles	225
Tableau 4 – Exemple de budget d'incertitude de mesure pour le F_{ac} d'une antenne monopôle étalonnée par la méthode ECSM à l'aide de l'Équation (9)	233
Tableau 5 – Exemple de budget d'incertitude de mesure pour F_{aH} d'une antenne boucle mesuré dans une cellule TEM	238
Tableau 15 – Exemples d'utilisation valable de l'Équation (65)	242
Tableau 16 – Exemple de budget d'incertitude pour la perte d'insertion de l'emplacement $A_i(i,j)$	246
Tableau 17 – Exemple de budget d'incertitude pour $K(i,j)$ utilisé par la méthode TAM	247
Tableau 18 – Exemple de budget d'incertitude pour F_{aH} d'une antenne boucle, déterminé par la méthode à trois antennes (TAM) – incertitude élargie à 30 MHz	247
Tableau 19 – Exemple de budget d'incertitude pour F_{aH} d'une antenne boucle, déterminé par la méthode de la sonde de courant – incertitude élargie à 30 MHz	251
Tableau 20 – Exemple de budget d'incertitude pour l'impédance de transfert $ Z $ selon la méthode du gabarit-support de la CISPR 16-1-2	251
Tableau 21 – Exemple de budget d'incertitude pour $F_{aH}(AUC)$ d'une antenne boucle, déterminé par la méthode de l'antenne étalon – incertitude élargie à 30 MHz	253
Tableau 6 – Pas de fréquence pour l'étalonnage d'antennes à large bande	253
Tableau 7 – Exemple de budget d'incertitude de mesure pour les composantes communes d'un résultat de mesure de SIL évalué à partir de l'Équation (20)	266
Tableau 8 – Paramètres utilisés pour déterminer les centres de phase des segments A et B	282
Tableau 9 – Exemple de budget d'incertitude de mesure de F_a pour une antenne biconique à polarisation horizontale, mesuré par la méthode SSM	293
Tableau 10 – Exemple de budget d'incertitude de mesure pour le facteur F_a d'une antenne biconique mesuré par la méthode SAM dans une FAR dans la gamme de fréquences comprise entre 30 MHz et 300 MHz	296
Tableau 11 – Exemple de budget d'incertitude de mesure pour le facteur F_a d'une antenne doublet accordée obtenu par la méthode SAM dans une FAR sur un emplacement d'étalonnage en espace libre, en utilisant un doublet accordé calculable comme STA dans la gamme de fréquences au-delà de 60 MHz	297
Tableau 12 – Exemple de budget d'incertitude de mesure pour le facteur F_a d'une antenne biconique, mesuré en utilisant la méthode SAM pour une polarisation verticale dans la gamme de fréquences comprise entre 30 MHz et 300 MHz	300
Tableau 13 – Exemple de budget d'incertitude de mesure pour le facteur F_a des antennes LPDA et hybrides, mesuré en utilisant la méthode TAM à une hauteur de 4 m pour la gamme de fréquences comprise entre 200 MHz et 3 GHz	303
Tableau 14 – Exemple de budget d'incertitude de mesure pour le facteur F_a d'une antenne cornet, mesuré par la méthode TAM au-delà d'une fréquence de 1 GHz pour une distance de séparation de 3 m en espace libre	309

Tableau A.1 – Exemple de profondeurs de broche de connecteurs mâle et femelle de type N et tolérances correspondantes avec un calibre de profondeur de broche de type N	327
Tableau A.2 – Caractéristiques types d'un adaptateur de type N.....	327
Tableau B.1 – Montage d'antennes pour la méthode SAM pour des antennes doublets accordées avec calcul de la moyenne de $F_a(h,H)$	333
Tableau B.2 – Montage d'antennes pour la méthode SAM pour des antennes biconiques avec calcul de la moyenne de $F_a(h,H)$	333
Tableau B.3 – Exemple de budget d'incertitude de mesure pour le facteur $F_a(h,H)$ d'une antenne biconique, mesuré par la méthode SAM dans la gamme de fréquences comprise entre 30 MHz et 300 MHz	334
Tableau B.4 – Exemple de budget d'incertitude de mesure de F_a d'une antenne biconique par la méthode SAM avec calcul de la moyenne de $F_a(h,H)$ dans la gamme de fréquences en dessous de 300 MHz.....	335
Tableau B.5 – Exemple de budget d'incertitude de mesure du facteur $F_a(h,H)$ d'une antenne biconique, obtenu par la méthode TAM avec le montage d'antennes spécifié au Tableau B.2	337
Tableau B.6 – Exemple de budget d'incertitude de mesure du F_a d'une antenne biconique, obtenu par la méthode TAM avec calcul de la moyenne de $F_a(h,H)$ dans la gamme de fréquences en dessous de 300 MHz	338
Tableau B.7 – Montages d'antennes adaptés à la méthode SAM pour la détermination du facteur F_a des antennes doublets accordées à des fréquences spécifiques dans la gamme comprise entre 30 MHz et 1 000 MHz	339
Tableau B.8 – Exemple de budget d'incertitude de mesure pour le facteur F_a d'une antenne doublet accordée, obtenu par la méthode SAM, en utilisant les montages d'antennes spécifiés dans le Tableau B.7	340
Tableau B.9 – Exemple de budget d'incertitude de mesure pour le facteur F_a d'une antenne doublet accordée, obtenu par la méthode TAM, en utilisant les montages d'antennes spécifiés dans le Tableau B.7	341
Tableau C.1 – Exemples de plage de hauteurs d'antenne h pour une polarisation horizontale dans le cas d'une erreur $\leq 0,3$ dB	359
Tableau C.2 – Facteurs de correction $\Delta F_{a,SSM}$ qui permettent de convertir l'AF mesuré par la méthode SSM en facteur F_a	360
Tableau C.3 – Dimensions mécaniques pour l'antenne biconique [52].....	361
Tableau G.1 – Exemple de budget d'incertitude de mesure du F_a d'une antenne monopôle au moyen de la SAM.....	389
Tableau H.1 – Exemple de budget d'incertitude de mesure du F_{aH} d'une antenne boucle, mesuré par la méthode de la bobine d'Helmholtz pour la gamme de fréquences comprise entre 50 kHz et 150 kHz	402
Tableau I.1 – Correction de l'angle α pour une distance $d_1 = 3$ m (voir Figure I.6)	408
Tableau I.2 – Exemple de budget d'incertitude de mesure du diagramme de rayonnement d'une antenne au-dessus de 1 GHz	410

COMMISSION ÉLECTROTECHNIQUE INTERNATIONALE
COMITÉ INTERNATIONAL SPÉCIAL DES PERTURBATIONS RADIOÉLECTRIQUES

**SPÉCIFICATIONS DES MÉTHODES ET DES APPAREILS DE MESURE
DES PERTURBATIONS RADIOÉLECTRIQUES ET DE L'IMMUNITÉ
AUX PERTURBATIONS RADIOÉLECTRIQUES –**

**Partie 1-6: Appareils de mesure des perturbations radioélectriques
et de l'immunité aux perturbations radioélectriques –
Étalonnage des antennes CEM**

AVANT-PROPOS

- 1) La Commission Electrotechnique Internationale (IEC) est une organisation mondiale de normalisation composée de l'ensemble des comités électrotechniques nationaux (Comités nationaux de l'IEC). L'IEC a pour objet de favoriser la coopération internationale pour toutes les questions de normalisation dans les domaines de l'électricité et de l'électronique. A cet effet, l'IEC – entre autres activités – publie des Normes internationales, des Spécifications techniques, des Rapports techniques, des Spécifications accessibles au public (PAS) et des Guides (ci-après dénommés "Publication(s) de l'IEC"). Leur élaboration est confiée à des comités d'études, aux travaux desquels tout Comité national intéressé par le sujet traité peut participer. Les organisations internationales, gouvernementales et non gouvernementales, en liaison avec l'IEC, participent également aux travaux. L'IEC collabore étroitement avec l'Organisation Internationale de Normalisation (ISO), selon des conditions fixées par accord entre les deux organisations.
- 2) Les décisions ou accords officiels de l'IEC concernant les questions techniques représentent, dans la mesure du possible, un accord international sur les sujets étudiés, étant donné que les Comités nationaux de l'IEC intéressés sont représentés dans chaque comité d'études.
- 3) Les Publications de l'IEC se présentent sous la forme de recommandations internationales et sont agréées comme telles par les Comités nationaux de l'IEC. Tous les efforts raisonnables sont entrepris afin que l'IEC s'assure de l'exactitude du contenu technique de ses publications; l'IEC ne peut pas être tenue responsable de l'éventuelle mauvaise utilisation ou interprétation qui en est faite par un quelconque utilisateur final.
- 4) Dans le but d'encourager l'uniformité internationale, les Comités nationaux de l'IEC s'engagent, dans toute la mesure possible, à appliquer de façon transparente les Publications de l'IEC dans leurs publications nationales et régionales. Toutes divergences entre toutes Publications de l'IEC et toutes publications nationales ou régionales correspondantes doivent être indiquées en termes clairs dans ces dernières.
- 5) L'IEC elle-même ne fournit aucune attestation de conformité. Des organismes de certification indépendants fournissent des services d'évaluation de conformité et, dans certains secteurs, accèdent aux marques de conformité de l'IEC. L'IEC n'est responsable d'aucun des services effectués par les organismes de certification indépendants.
- 6) Tous les utilisateurs doivent s'assurer qu'ils sont en possession de la dernière édition de cette publication.
- 7) Aucune responsabilité ne doit être imputée à l'IEC, à ses administrateurs, employés, auxiliaires ou mandataires, y compris ses experts particuliers et les membres de ses comités d'études et des Comités nationaux de l'IEC, pour tout préjudice causé en cas de dommages corporels et matériels, ou de tout autre dommage de quelque nature que ce soit, directe ou indirecte, ou pour supporter les coûts (y compris les frais de justice) et les dépenses découlant de la publication ou de l'utilisation de cette Publication de l'IEC ou de toute autre Publication de l'IEC, ou au crédit qui lui est accordé.
- 8) L'attention est attirée sur les références normatives citées dans cette publication. L'utilisation de publications référencées est obligatoire pour une application correcte de la présente publication.
- 9) L'attention est attirée sur le fait que certains des éléments de la présente Publication de l'IEC peuvent faire l'objet de droits de brevet. L'IEC ne saurait être tenue pour responsable de ne pas avoir identifié de tels droits de brevets et de ne pas avoir signalé leur existence.

Cette version consolidée de la Norme IEC officielle et de ses amendements a été préparée pour la commodité de l'utilisateur.

La CISPR 16-1-6 édition 1.2 contient la première édition (2014-12) [documents 65C/583/FDIS et 65C/589/RVD], son amendement 1 (2017-01) [documents 65C/684/FDIS et 65C/691/RVD] et son amendement 2 (2022-03) [documents CIS/A/1362/FDIS et CIS/A/1365/RVD].

Dans cette version Redline, une ligne verticale dans la marge indique où le contenu technique est modifié par les amendements 1 et 2. Les ajouts sont en vert, les suppressions sont en rouge, barrées. Une version Finale avec toutes les modifications acceptées est disponible dans cette publication.

La Norme internationale CISPR 16-1-6 a été établie par le sous-comité A du CISPR: Mesures des perturbations radioélectriques et méthodes statistiques.

Elle a le statut de Norme fondamentale en CEM en accord avec le Guide 107 de l'IEC, *Compatibilité électromagnétique – Guide pour la rédaction des publications sur la compatibilité électromagnétique*.

Cette publication a été rédigée selon les Directives ISO/IEC, Partie 2.

Une liste de toutes les parties de la série CISPR 16, publiées sous le titre général *Spécifications des méthodes et des appareils de mesure des perturbations radioélectriques et de l'immunité aux perturbations radioélectriques*, peut être consultée sur le site web de l'IEC.

Le comité a décidé que le contenu de la publication de base et de ses amendements ne sera pas modifié avant la date de stabilité indiquée sur le site web de l'IEC sous "<http://webstore.iec.ch>" dans les données relatives à la publication recherchée. A cette date, la publication sera

- reconduite,
- supprimée,
- remplacée par une édition révisée, ou
- amendée.

IMPORTANT – Le logo "colour inside" qui se trouve sur la page de couverture de cette publication indique qu'elle contient des couleurs qui sont considérées comme utiles à une bonne compréhension de son contenu. Les utilisateurs devraient, par conséquent, imprimer cette publication en utilisant une imprimante couleur.

SPÉCIFICATIONS DES MÉTHODES ET DES APPAREILS DE MESURE DES PERTURBATIONS RADIOÉLECTRIQUES ET DE L'IMMUNITÉ AUX PERTURBATIONS RADIOÉLECTRIQUES –

Partie 1-6: Appareils de mesure des perturbations radioélectriques et de l'immunité aux perturbations radioélectriques – Étalonnage des antennes CEM

1 Domaine d'application

La présente partie de la CISPR 16 fournit des procédures et des informations à l'appui concernant l'étalonnage des antennes afin de déterminer les facteurs d'antenne (AF) applicables aux antennes destinées à être utilisées pour les mesurages des perturbations rayonnées.

Elle a le statut de Norme fondamentale en CEM en accord avec le Guide 107 de l'IEC, *Compatibilité électromagnétique – Guide pour la rédaction des publications sur la compatibilité électromagnétique*.

Le facteur d'antenne est influencé par l'environnement immédiat et par sa position dans l'espace par rapport à la source de rayonnement. La présente norme se concentre sur les étalonnages d'antennes qui fournissent l'AF dans un environnement en espace libre dans l'axe de visée de l'antenne. La gamme de fréquences traitée est comprise entre 9 kHz et 18 GHz. Les types d'antenne appropriés couverts dans la présente norme sont les suivants: antennes monopôles, boucles, doublets, biconiques, log-périodiques à doublet (LPDA), hybrides et cornets.

Des lignes directrices sont également fournies concernant les incertitudes de mesure associées à chaque méthode et à chaque configuration d'étalonnage, ainsi qu'à l'instrumentation d'essai utilisée.

2 Références normatives

Les documents suivants sont cités en référence de manière normative, en intégralité ou en partie, dans le présent document et sont indispensables pour son application. Pour les références datées, seule l'édition citée s'applique. Pour les références non datées, la dernière édition du document de référence s'applique (y compris les éventuels amendements).

CISPR 16-1-2, *Spécifications des méthodes et des appareils de mesure des perturbations radioélectriques et de l'immunité aux perturbations radioélectriques – Partie 1-2: Appareils de mesure des perturbations radioélectriques et de l'immunité aux perturbations radioélectriques – Dispositifs de couplage pour la mesure des perturbations conduites*

CISPR 16-1-4:2010/2019, *Spécifications des méthodes et des appareils de mesure des perturbations radioélectriques et de l'immunité aux perturbations radioélectriques – Partie 1-4: Appareils de mesure des perturbations radioélectriques et de l'immunité aux perturbations radioélectriques – Antennes et emplacements d'essai pour les mesures des perturbations rayonnées*

~~CISPR 16-1-4:2010/AMD 1:2012~~

CISPR 16-1-5:2014, *Spécifications des méthodes et des appareils de mesure des perturbations radioélectriques et de l'immunité aux perturbations radioélectriques – Partie 1-5: Appareils de mesure des perturbations radioélectriques et de l'immunité aux perturbations*

radioélectriques – Emplacements d'étalonnage d'antenne et emplacements d'essai de référence pour la plage comprise entre 5 MHz et 18 GHz

IEC 60050-161, *Vocabulaire Électrotechnique International (VEI) – Chapitre 161: Compatibilité électromagnétique*

Guide ISO/IEC 98-3:2008, *Incertitude de mesure – Partie 3: Guide pour l'expression de l'incertitude de mesure (GUM:1995)*

3 Termes, définitions et abréviations

3.1 Termes et définitions

Pour les besoins du présent document, les termes et définitions suivants, ainsi que ceux donnés dans l'IEC 60050-161, s'appliquent.

NOTE Les termes développés correspondant aux abréviations ne figurant pas en 3.1 sont énumérés en 3.2.

3.1.1 Termes relatifs aux antennes

3.1.1.1

antenne

transducteur qui convertit l'énergie électromagnétique guidée de la ligne d'alimentation en une onde rayonnée dans l'espace et inversement

Note 1 à l'article: Dans le contexte de la présente norme, pour les antennes pour lesquelles un symétriseur est intrinsèque au fonctionnement de l'antenne, le terme «antenne» inclut le symétriseur.

3.1.1.2

antenne biconique

antenne symétrique formée par deux éléments rayonnants coniques ayant un axe commun et des sommets contigus qui les alimentent

Note 1 à l'article: Pour une utilisation dans la bande VHF, les antennes biconiques sont habituellement constituées de deux cages métalliques coniques. Chaque cage comporte souvent une traverse de liaison du conducteur central et une traverse de liaison des fils métalliques périphériques afin de supprimer une résonance à bande étroite. Ces types de traverses court-circuit peuvent altérer les caractéristiques de l'antenne au-dessus de 215 MHz. Pour d'autres détails, voir également A.4.3.

Note 2 à l'article: Pour les besoins de la présente norme, une antenne biconique pour laquelle la distance bout à bout est comprise entre 1,3 m et 1,4 m (sur la base de la norme MIL-STD-461 avec une distance bout à bout de 1,37 m [45]¹⁾), est désignée comme une antenne biconique classique, à différencier des antennes biconiques de petite taille dont la fréquence supérieure dépasse 300 MHz.

3.1.1.3

antenne à large bande

antenne ayant des caractéristiques acceptables dans une large gamme de fréquences radioélectriques

3.1.1.4

antenne calculable

antenne de type doublet dont le facteur d'antenne d'une antenne simple et la perte d'insertion de l'emplacement entre une paire d'antennes peuvent être calculés au moyen de techniques analytiques ou numériques (méthode des moments) sur la base des dimensions, de l'impédance de charge et des paramètres géométriques, et peuvent être vérifiés par mesurage

1) Les chiffres entre crochets se réfèrent à la Bibliographie.

Note 1 à l'article: L'antenne doublet calculable est un cas particulier d'antenne calculable; le parfait accord entre les formulations analytique et numérique confirme les très faibles incertitudes que permet d'obtenir l'antenne doublet linéaire. Une antenne doublet calculable est décrite dans la CISPR 16-1-5.

3.1.1.5

antenne cornet

antenne composée d'une section de guide d'onde dans laquelle la surface de section transversale croît vers une extrémité ouverte, que désigne le terme «ouverture»

Note 1 à l'article: Les antennes cornets pyramidales à guide d'onde rectangulaire sont largement utilisées dans la gamme des micro-ondes au-dessus de 1 GHz environ. Les antennes cornets de guide d'onde à double mouture (DRH, parfois également appelées antennes cornets DRG, c'est-à-dire à guide d'onde à double mouture) couvrent une gamme de fréquences très large. Le lobe principal de certaines antennes DRH se divise en plusieurs faisceaux à des fréquences plus élevées; pour d'autres détails, voir également la NOTE en 9.5.1.3.

3.1.1.6

antenne hybride

antenne composée d'une section log-périodique à doublet à élément filaire et d'une section doublet à large bande

Note 1 à l'article: Le plus long élément de la section LPDA (voir 3.1.1.7) est généralement résonnant à une fréquence de 200 MHz environ, et le bras est rallongé à l'extrémité (arrière) du circuit ouvert afin d'alimenter la section doublet à large bande connectée (par exemple, biconique ou panneau). Dans la gamme comprise entre 30 MHz et 200 MHz, le doublet à large bande présente des performances similaires à celles d'une antenne biconique, essentiellement dans la variation de $F_a(h,p)$.

Note 2 à l'article: Une inductance de mode commun est généralement utilisée à l'extrémité du circuit ouvert (c'est-à-dire arrière) du bras afin de réduire au minimum les courants RF parasites (indésirables) au niveau du conducteur extérieur du câble coaxial qui pénètrent dans le récepteur de mesure.

3.1.1.7

antenne log-périodique à doublet

antenne LPDA

antenne constituée d'un réseau de doublets linéaires dont les longueurs et les espacements augmentent de manière logarithmique avec la fréquence entre le sommet et l'extrémité la plus grande de l'antenne

Note 1 à l'article: L'abréviation "LPDA" est dérivée du terme anglais développé correspondant "log-periodic dipole array antenna".

3.1.1.8

antenne monopôle

antenne verticale linéaire qui est généralement placée sur un plan de masse de référence conducteur horizontal de grande dimension et qui possède alors les caractéristiques d'une antenne doublet à polarisation verticale

Note 1 à l'article: L'antenne monopôle est la combinaison d'un fouet vertical et d'un système d'adaptation au niveau de sa base. À condition que la hauteur combinée soit inférieure à $\lambda/8$, l'ESCM constitue une méthode valable pour le mesurage de l'AF.

Note 2 à l'article: Le terme "fouet" désigne le fouet métallique qui peut être séparé du système d'adaptation au point de sa substitution par l'antenne fictive dans l'ESCM.

3.1.1.9

antenne doublet résonnante

antenne doublet accordée

antenne constituée de deux conducteurs droits et colinéaires de même longueur, placés bout à bout, séparés par un petit espacement constituant une alimentation équilibrée, chacun des conducteurs ayant une longueur d'environ un quart de longueur d'onde de telle sorte qu'à la fréquence spécifiée, l'impédance d'entrée de l'antenne mesurée de part et d'autre de l'espacement ait une réactance nulle lorsque le doublet est situé en espace libre

Note 1 à l'article: Une antenne doublet résonnante est également une antenne calculable (voir 3.1.1.4). Dans la présente norme, le terme "doublet linéaire" implique "deux conducteurs droits et colinéaires" par opposition au doublet biconique, ou au réseau de doublets comme dans le cas de l'antenne LPDA.

3.1.1.10

antenne étalon

STA

antenne pour laquelle l'AF est calculé ou mesuré avec précision

Note 1 à l'article: Une STA peut être une antenne calculable (voir 3.1.1.4) comme spécifié au 4.3 de la CISPR 16-1-5:2014; une STA peut aussi être d'un type analogue à l'AUC qui a fait l'objet d'un étalonnage avec des incertitudes moins grandes que celles exigées pour l'AUC. La méthode à trois antennes (TAM) est un exemple de méthode de mesure précise de l'AF d'une STA.

Note 2 à l'article: Une STA est utilisée pour des mesurages effectués au moyen de la méthode de l'antenne étalon (SAM) (voir 4.3.5, etc.). Une STA est robuste d'un point de vue mécanique de sorte que la reproductibilité de l'AF avec une précision meilleure que $\pm 0,2$ dB est maintenue avec une utilisation continue de la STA. Les critères d'équilibre et de polarité croisée applicables à la STA sont spécifiés en 6.3.2 et 6.3.3.

Note 3 à l'article: L'abréviation "STA" est dérivée du terme anglais développé correspondant "standard antenna".

3.1.1.11

antenne soumise à étalonnage

AUC

antenne en cours d'étalonnage, et différenciée de la ou des antennes appariées utilisées dans les mesurages d'étalonnage de l'antenne soumise à étalonnage

Note 1 à l'article: Voir également 3.1.1.12 antenne appariée.

Note 2 à l'article: L'abréviation "AUC" est dérivée du terme anglais développé correspondant "antenna under calibration".

3.1.1.12

antenne appariée

antenne utilisée pour l'étalonnage des antennes qui couvre la gamme de fréquences de l'AUC et a une directivité similaire à celle de l'AUC

Note 1 à l'article: Les exemples d'antennes appariées pour la TAM incluent les antennes biconiques-biconiques, biconiques-doublets, biconiques-hybrides, LPDA-hybrides, LPDA-LPDA, LPDA-cornets.

Note 2 à l'article: Le 6.2.1 établit la distinction entre la fonction d'une antenne appariée pour TAM ou pour SAM.

Note 3 à l'article: Voir la description des aspects analogues de ces antennes en 8.3.3.

3.1.1.13

symétriseur

dispositif qui permet de transformer une ligne de transmission asymétrique en une ligne de transmission symétrique, et inversement

Note 1 à l'article: Un symétriseur est utilisé, par exemple, pour coupler les éléments d'antenne symétriques à une ligne d'alimentation asymétrique comme un câble coaxial. Un symétriseur peut présenter une transformation d'impédance intrinsèque qui n'est pas l'unité.

Note 2 à l'article: La présente norme utilise également le mot "symétriseur" pour désigner la poignée des antennes biconiques ou hybrides, généralement sous la forme d'un tube ou d'un poteau métallique.

3.1.1.14

directivité de l'antenne

rapport de l'intensité de rayonnement d'une antenne dans son axe de visée par rapport à l'intensité moyenne de rayonnement

Note 1 à l'article: Voir également 3.1.1.18 axe de visée, et 3.1.1.15 diagramme de rayonnement.

Note 2 à l'article: La définition par défaut de la directivité se rapporte à la condition de rayonnement isotrope (c'est-à-dire pour l'intensité moyenne de rayonnement, tout comme dans cette définition), avec le symbole unitaire dBi. Lorsque la référence est un doublet demi-onde, dont la directivité est de 1,64, le symbole unitaire est dBd (y dBd = x dBi – 2,15 dB).

3.1.1.15

diagramme de rayonnement

dépendance directionnelle de l'intensité de rayonnement relative à une distance fixe du centre de phase d'une antenne d'émission

Note 1 à l'article: Voir également 3.1.1.14 directivité de l'antenne. Les diagrammes de rayonnement concernés pour les essais CEM sont les diagrammes de rayonnement de plan E (voir 3.1.1.16) et de plan H (voir 3.1.1.17) copolarisés.

3.1.1.16

plan E principal

plan contenant le vecteur de champ électrique et la direction de rayonnement maximal, pour une antenne à polarisation linéaire

Note 1 à l'article: Le diagramme de plan E principal peut être obtenu par rotation en azimut d'une AUC à polarisation horizontale sur son axe, et par mesure de sa tension de sortie, en utilisant une antenne d'émission copolarisée située dans le champ lointain de l'AUC, dans un plan horizontal contenant les centres de l'AUC et de l'antenne d'émission.

3.1.1.17

plan H principal

plan contenant le vecteur de champ magnétique et la direction de rayonnement maximal, pour une antenne à polarisation linéaire

Note 1 à l'article: Le diagramme de plan H principal peut être obtenu par rotation en azimut d'une AUC à polarisation verticale sur son axe, et par mesure de sa tension de sortie, en utilisant une antenne d'émission copolarisée située dans le champ lointain de l'AUC, dans un plan horizontal contenant les centres de l'AUC et de l'antenne d'émission.

3.1.1.18

axe de visée

axe d'une antenne déterminé par ses propriétés de rayonnement qui, pour les antennes CEM, correspond à la direction de rayonnement maximal à partir de l'antenne

Note 1 à l'article: Pour les antennes CEM, la direction du signal maximal est habituellement: a) confondue avec la direction qui correspond à l'axe longitudinal mécanique des antennes LPDA; b) orthogonale aux éléments des antennes monopôles, doublets et biconiques, c) orthogonale à l'ouverture avant des antennes cornets. Dans chacun de ces cas, la ligne orthogonale est confondue avec l'axe de l'antenne.

3.1.1.19

niveau zéro

nœud de niveau de signal résultant de la somme vectorielle des signaux directs et des signaux réfléchis sur le sol à l'antenne de réception, ce niveau étant bien inférieur à la somme de ces signaux en phase

Note 1 à l'article: La profondeur d'un niveau zéro est mesurée à partir de la somme en phase des signaux directs et des signaux réfléchis sur le sol. Le signal reçu est nul lorsque les antennes se situent au-dessus d'un plan de masse de référence à des hauteurs telles que les signaux directs et les signaux réfléchis sur le sol sont en opposition de phase, ce qui peut entraîner des erreurs importantes dans le calcul de l'AF. Un niveau zéro s'étend de 90° à 180° à l'extérieur de la phase. À 90°, la profondeur de niveau zéro est de 6,02 dB. La profondeur est comparée au signal maximal contigu le plus proche dans la réponse à balayage de fréquence (ou balayage en hauteur d'une antenne à une fréquence fixe). Des résultats AF précis peuvent être obtenus avec un niveau zéro dont la profondeur est supérieure à 6 dB, mais il est toutefois nécessaire que l'opérateur confirme la qualité du plan de masse de référence, par exemple, en utilisant une antenne doublet calculable.

Note 2 à l'article: L'inclinaison du niveau de signal sur l'axe de visée pour certaines antennes DRH est parfois appelée niveau zéro. Cette définition ne s'applique pas à ce type d'inclinaison.

Note 3 à l'article: L'IEC 60050-726:1982, 726-02-07 définit le niveau minimal d'onde stationnaire, avec nœud synonyme (d'une onde stationnaire), comme lieu des points dans un milieu de propagation où la somme vectorielle d'une grandeur de champ spécifiée, de deux ondes créant une onde stationnaire, est une valeur minimale.

3.1.2 Termes relatifs au facteur d'antenne

3.1.2.1

facteur d'antenne

F_a

rapport de l'intensité de champ électrique d'une onde plane, incidente par rapport à la direction correspondant à l'axe de visée mécanique (c'est-à-dire l'axe principal de l'antenne) sur la tension induite dans une charge spécifiée reliée à l'antenne, mesuré dans un environnement en espace libre

Note 1 à l'article: Pour d'autres détails, voir 4.2. Dans la présente norme, le symbole F_a est synonyme de facteur d'antenne en espace libre. Le terme "facteur d'antenne" est également utilisé comme terme générique, désigné par AF, qui inclut l'AF en espace libre et l'AF dépendant de la hauteur (voir 3.1.2.4). L'AF a la dimension physique (unité) en mètres inverse (m^{-1}) et les données de l'AF mesurées sont habituellement exprimées en $dB(m^{-1})$ [c'est-à-dire F_a , F_{ac} , $F_a(h)$, $F_a(h,p)$, ou $F_a(d)$]. L'incidence en ondes planes implique des conditions en champ lointain; voir C.4. Voir aussi C.2 et C.3 pour une description généralisée des mesurages de l'AF, du gain d'antenne et de la perte d'insertion.

3.1.2.2

facteur d'antenne d'une antenne monopôle étalonnée dans des conditions d'onde plane

F_a

rapport de l'intensité de champ électrique d'une onde plane, incidente par rapport à une direction orthogonale au fouet d'antenne, sur la tension induite dans une charge spécifiée reliée à l'antenne, mesuré avec la surface de la base de son système d'adaptation sur le plan de masse de référence et en contact électrique avec celui-ci, d'un OATS

Note 1 à l'article: Le symbole F_a est utilisé uniquement lorsque le facteur d'antenne est exprimé en dB.

Note 2 à l'article: La relation entre l'AF et le gain pour une antenne monopôle diffère de celle applicable aux autres antennes; c'est-à-dire voir C.2.2.

3.1.2.3

facteur d'antenne d'une antenne monopôle étalonnée par l'ECSM

F_{ac}

facteur d'antenne mesuré par la méthode "Equivalent Capacitance Substitution Method" (ECSM)

Note 1 à l'article: Le symbole F_{ac} est utilisé uniquement lorsque le facteur d'antenne est exprimé en dB.

Note 2 à l'article: Voir 5.1.2. Une méthode de correction de F_{ac} concernant l'influence du système d'adaptation afin d'obtenir F_a est donnée en 5.1.2.2. La relation entre l'AF et le gain pour une antenne monopôle diffère de celle applicable aux autres antennes; c'est-à-dire voir C.2.2.

3.1.2.4

facteur d'antenne dépendant de la hauteur

$F_a(h,p)$, $F_a(h)$

facteur d'antenne, en fonction de la hauteur, h , et polarisation, p , d'une antenne située à une hauteur spécifiée h au-dessus du plan de masse de référence d'un OATS théorique

Note 1 à l'article: Lorsque le désignant p est omis, comme dans $F_a(h)$, on pose l'hypothèse d'une polarisation horizontale. La polarisation horizontale est exprimée de manière explicite par $F_a(h,H)$ par exemple, comme dans B.4.2.

3.1.2.5

facteur d'antenne champ magnétique

F_{aH}

rapport de l'intensité d'une composante de champ magnétique incident, orthogonale à la surface délimitée par un élément de boucle, sur la tension induite dans une charge spécifiée reliée à l'antenne

Note 1 à l'article: Le symbole F_{aH} est utilisé uniquement lorsque le facteur d'antenne est exprimé en dB. La grandeur F_{aH} est exprimée en $dB(S/m)$ ou en $dB(\Omega^{-1}m^{-1})$.

Note 2 à l'article: L'unité $dB(pT/\mu V)$ est utilisée dans certaines normes (mais pas dans la CISPR 16-1-6) et peut être convertie en $dB(S/m)$ en retirant 2 dB.

Note 2 3 à l'article: La CISPR 16-1-4 spécifie les antennes boucles pour les mesurages ~~du~~ de l'intensité de champ magnétique dans la ~~gamme~~ plage de fréquences comprise entre 9 kHz et 30 MHz.

3.1.3 Termes relatifs à l'emplacement de mesure

3.1.3.1

chambre anéchoïque

enceinte blindée revêtue d'un matériau absorbant les ondes radioélectriques afin de réduire les réflexions provenant des surfaces internes

Note 1 à l'article: Il existe deux types différents de chambre anéchoïque, à savoir la chambre totalement anéchoïque (voir 3.1.3.5) et la chambre semi-anéchoïque (voir 3.1.3.8).

Note 2 à l'article: Une chambre anéchoïque adaptée à l'étalonnage des antennes a une spécification de performance RF plus contraignante par comparaison avec une chambre adaptée aux mesurages des perturbations rayonnées CEM (pour des détails, voir la CISPR 16-1-5).

3.1.3.2

emplacement d'étalonnage

tout emplacement auquel une antenne fait l'objet d'un étalonnage

Note 1 à l'article: Les emplacements d'étalonnage incluent un CALTS (voir 3.1.3.3) sur lequel s'applique volontairement la réflexion sur le sol, une FAR (voir 3.1.3.5) et un emplacement d'étalonnage en espace libre (voir Article 6 de la CISPR 16-1-5:2014) auquel les antennes se situent suffisamment au-dessus du sol, afin de réduire la réflexion sur le sol. Pour chacun d'entre eux, les réflexions provenant de toutes les directions satisfont aux critères de validation de l'emplacement approprié destiné à l'étalonnage de l'antenne.

3.1.3.3

emplacement d'essai pour l'étalonnage

CALTS

emplacement d'étalonnage avec un plan de masse de référence métallique et une perte d'insertion de l'emplacement très précisément spécifiée en polarisation horizontale du champ électrique

Note 1 à l'article: Un CALTS est utilisé pour le mesurage de l'AF dépendant de la hauteur et pour mesurer l'AF en espace libre au moyen de la méthode normalisée propre à l'emplacement.

Note 2 à l'article: Un CALTS peut aussi être validé pour: a) la polarisation verticale au moyen de la méthode de 4.7 de la CISPR 16-1-5:2014; et b) d'autres méthodes d'étalonnage d'antenne spécifiques au moyen des méthodes de 4.9 et 4.10 de la CISPR 16-1-5:2014.

Note 3 à l'article: L'abréviation "CALTS" est dérivée du terme anglais développé correspondant "calibration test site".

3.1.3.4

espace libre

environnement dans lequel il a été montré que l'influence de tout obstacle, dont le sol, sur les signaux rayonnés directs qui circulent directement entre deux antennes est moindre qu'une contribution d'incertitude spécifiée pour le mesurage de F_a

3.1.3.5

chambre totalement anéchoïque

FAR

enceinte dont les six surfaces internes sont revêtues d'un matériau absorbant les ondes radioélectriques (c'est-à-dire un matériau absorbant RF) qui absorbe l'énergie électromagnétique dans la gamme de fréquences considérée

Note 1 à l'article: Une FAR adaptée à l'étalonnage des antennes a une spécification normalisée plus stricte pour l'uniformité du champ que pour le mesurage des perturbations rayonnées CEM indiqué dans la CISPR 16-1-4. Si les perturbations RF ambiantes empêchent l'obtention du rapport signal/bruit exigé, il convient que la FAR soit intégrée à une enceinte blindée.

Note 2 à l'article: L'abréviation "FAR" est dérivée du terme anglais développé correspondant "fully-anechoic room".

3.1.3.6

emplacement d'essai en espace libre théorique

OATS théorique

OATS dont le plan de masse de référence de surface infinie est parfaitement plat et conducteur, et ne comportant aucun objet réfléchissant à l'exception du plan de masse de référence

Note 1 à l'article: Un OATS théorique est une construction théorique utilisée pour le calcul de la perte d'insertion normalisée de l'emplacement A_1 pour les emplacement de plan de masse de référence et pour la modélisation des antennes. Voir également 3.1.3.7 emplacement d'essai en espace libre.

Note 2 à l'article: L'abréviation "OATS" est dérivée du terme anglais développé correspondant "open-area test site".

3.1.3.7

emplacement d'essai en espace libre

OATS

installation pour effectuer des mesurages et des étalonnages dans laquelle la réflexion sur le sol est reproductible par un plan de masse de référence électriquement conducteur plat et de grande dimension

Note 1 à l'article: Un OATS peut être utilisé pour les mesurages des perturbations rayonnées, cas dans lequel il est également appelé COMTS. Un OATS peut également être utilisé pour les étalonnages d'antennes, cas dans lequel il est appelé CALTS.

Note 2 à l'article: Un OATS est un site extérieur non protégé, suffisamment éloigné des bâtiments, lignes électriques, clôtures, arbres, câbles enterrés, canalisations et autres objets réfléchissants potentiels, de sorte que les effets dus à ce type d'objets soient négligeables. Voir également 3.1.3.3 définition d'un CALTS et 3.1.3.6 définition d'un OATS théorique. Voir la CISPR 16-1-4 pour des lignes directrices concernant la construction d'un OATS.

Note 3 à l'article: L'abréviation "OATS" est dérivée du terme anglais développé correspondant "open-area test site".

3.1.3.8

chambre semi-anéchoïque

SAC

enceinte blindée dans laquelle cinq des six surfaces internes sont revêtues d'un matériau absorbant les ondes radioélectriques (c'est-à-dire un matériau absorbant RF) qui absorbe l'énergie électromagnétique dans la gamme de fréquences considérée, et la surface horizontale de la base est un plan de masse de référence conducteur destiné à être utilisé avec les montages d'essai dans les emplacements d'essai en espace libre (OATS)

Note 1 à l'article: Une SAC adaptée à l'étalonnage des antennes a une spécification normalisée plus stricte concernant l'affaiblissement de l'emplacement aux fins d'étalonnage des antennes, par comparaison avec la spécification relative au mesurage des perturbations rayonnées CEM. Si les perturbations RF empêchent l'obtention du rapport signal/bruit exigé, il convient que la SAC soit construite dans une enceinte blindée; voir également 3.1.3.5 chambre totalement anéchoïque.

Note 2 à l'article: L'abréviation "SAC" est dérivée du terme anglais développé correspondant "semi-anechoic chamber".

3.1.4 Autres termes

3.1.4.1

récepteur de mesure

instrument de mesure de signal, tel qu'un récepteur à accord par palier, un analyseur de spectre ou la partie réceptrice d'un analyseur de réseau, qui satisfait aux exigences de sélectivité et de linéarité de la méthode d'étalonnage correspondante

Note 1 à l'article: Le terme "récepteur de mesure" peut également impliquer les fonctions complètes d'un analyseur de réseau vectoriel. Dans la présente norme, le signal désigne un signal sinusoïdal d'amplitude constante; voir 6.2.1 pour d'autres détails. Pour les besoins d'un étalonnage d'antenne, cette définition constitue une modification de celle figurant dans la CISPR 16-1-1 [1] et la CISPR 16-2-3 [2].

3.1.4.2

affaiblissement de l'emplacement

SA

A_s

perte d'insertion de l'emplacement minimale mesurée entre deux antennes adaptées en polarisation situées au-dessus d'un plan de masse de référence conducteur sur un emplacement d'étalonnage lorsqu'une antenne est déplacée verticalement sur une plage de hauteurs spécifiée et que l'autre est placée à une hauteur fixe

Note 1 à l'article: Les termes perte d'insertion de l'emplacement (voir 3.1.4.3) et affaiblissement d'emplacement désignent foncièrement la même grandeur de mesure, mais le terme SA est employé dans le contexte de la recherche d'une valeur minimale de la perte d'insertion de l'emplacement (SIL) mesurée sur une paire d'antennes dont l'une a été balayée à une hauteur située au-dessus du plan de masse de référence.

Note 2 à l'article: L'abréviation "SA" est dérivée du terme anglais développé correspondant "site attenuation".

3.1.4.3

perte d'insertion de l'emplacement

SIL

A_i

perte de transmission entre deux antennes adaptées en polarisation lorsqu'une connexion électrique directe via des câbles et des affaiblisseurs entre la sortie du générateur de signaux et l'entrée du récepteur de mesure est remplacée par des antennes d'émission et de réception placées aux positions spécifiées sur un emplacement d'étalonnage

Note 1 à l'article: Pour d'autres détails, voir 7.2.

Note 2 à l'article: Le symbole A_i utilise A comme symbole d'affaiblissement classique; l'indice i désigne l'insertion, à ne pas confondre avec l'emploi de i dans la présente norme, comme symbole d'indice, par exemple $i = 1, 2, 3$.

Note 3 à l'article: L'abréviation "SIL" est dérivée du terme anglais développé correspondant "site insertion loss".

3.2 Abréviations

Les abréviations suivantes sont utilisées dans la présente norme et n'ont pas déjà été mentionnées au 3.1.

AF	antenna factor (facteur d'antenne)
CPM	current probe method (méthode de la sonde de courant)
DANL	displayed average noise level (niveau de bruit moyen affiché)
DVM	digital voltmeter (voltmètre numérique)
DRH	double-ridged horn (cornet à double mouture)
EM	électromagnétique
CEM	compatibilité électromagnétique
ECSM	equivalent capacitance substitution method (méthode ECSM)
EUT	equipment under test (appareil en essai)
GTEM	gigahertz transverse electromagnetic (mode transverse électromagnétique gigahertz)
HP	horizontal polarization (polarisation horizontale)
LNA	low-noise amplifier (amplificateur à faible bruit)
NEC	Numerical Electromagnetics Code (wire antenna modelling software) (code numérique de l'électromagnétique) (logiciel de modélisation des antennes filaires)
NSA	normalized site attenuation (affaiblissement normalisé de l'emplacement)
RF	radiofréquence
RSS	root-sum-square (racine carrée de la somme des carrés)
SAM	standard antenna method (méthode de l'antenne étalon)

SFM	standard field method (méthode de champ normalisé)
SNR	signal-to-noise ratio (rapport signal/bruit)
SSM	standard site method (méthode de l'emplacement étalon)
TAM	three antenna method (méthode à trois antennes)
TEM	transverse electromagnetic (mode transverse électromagnétique)
VNA	vector network analyzer (analyseur de réseau vectoriel)
VP	vertical polarization (polarisation verticale)
ROS	rapport d'ondes stationnaires en tension

4 Concepts fondamentaux

4.1 Généralités

La présente norme spécifie les méthodes d'étalonnage des antennes utilisées pour effectuer les mesurages des perturbations rayonnées. Le paramètre principal d'étalonnage est le facteur d'antenne, F_a , qui peut être converti de manière équivalente en gain réalisé (voir Annexe C).

Il est admis que lorsqu'elle est utilisée conformément aux méthodes d'essai définies dans la CISPR 16-2-3 [2], l'antenne de mesure peut ne pas être placée en espace libre, mais en revanche au-dessus d'un plan de masse de référence métallique à une hauteur comprise entre 1 m et 4 m. Des méthodes sont spécifiées en Annexe B afin de mesurer le facteur d'antenne en fonction de la hauteur et de la polarisation au-dessus d'un plan de masse de référence métallique, $F_a(h,p)$. Ces méthodes permettent de quantifier les différences entre les valeurs F_a et $F_a(h,p)$ d'une antenne et de les inclure en tant que contribution à l'incertitude associée à la réalisation des mesurages des perturbations rayonnées au-dessus d'un plan de masse de référence métallique. Voir A.1 pour les justifications de la nécessité de disposer d'un plan de masse de référence, et les justifications du choix de méthodes d'étalonnage basées sur les emplacements d'essai disponibles, les connaissances disponibles en matière d'état de la technique et un niveau d'incertitude exigé.

Une méthode de validation d'un emplacement d'étalonnage et un critère d'acceptation de cet emplacement qui est lié à l'incertitude exigée de l'AF sont associés à chaque méthode d'étalonnage des antennes. Les spécifications d'emplacement et les méthodes de validation d'emplacement appropriées sont données dans la CISPR 16-1-5.

4.2 Concept de facteur d'antenne

Le facteur d'antenne F_a , en dB(m⁻¹), tel que défini en 3.1.2.1, est déterminé par l'Équation (1):

$$F_a = E - V \quad (1)$$

où

E est l'intensité de champ en dB(μV/m) de l'onde plane incidente qui éclaire l'antenne;

V est la tension résultante en dB(μV) qui circule dans la borne de sortie de l'antenne.

Comme indiqué en C.2.1, l'AF dépend de la charge Z_0 reliée à la sortie de l'antenne ainsi que de l'impédance Z_0' observée depuis l'écart entre les éléments rayonnants en direction de la charge. Un facteur d'antenne est également affecté par le couplage mutuel avec son environnement, par exemple, la proximité d'autres antennes, le sol et des bâtiments. La définition de l'AF précisant que ce dernier se trouve dans un environnement en espace libre permet toutefois de réduire au minimum ces effets sur F_a . La grandeur V est normalement mesurée à l'extrémité de réception d'un câble qui relie l'antenne au récepteur; V est par conséquent à corriger par l'affaiblissement du câble [voir par exemple l'Équation (48) en

7.4.3.1]. La correction d'un affaiblissement de désadaptation serait également exigée pour un câble ayant une mauvaise adaptation (c'est-à-dire voir 6.2.2).

La présente norme pose l'hypothèse que les mesurages des perturbations rayonnées sont effectués en utilisant F_a (voir les justifications données en A.4). Dans les mesurages de rayonnement émis, l'intensité de champ incident, E , peut être calculée à partir d'une valeur, V , affichée sur le récepteur de mesure connecté à l'antenne, au moyen de $E = V + F_a$, où E est exprimée en dB(μV/m), V en dB(μV) et F_a en dB(m⁻¹). L'effet de tout facteur d'influence sur l'environnement d'étalonnage qui perturbe F_a est traité comme une source d'incertitude; pour d'autres détails, voir 7.3 de la CISPR 16-2-3:2010 [2].

Les mesurages des perturbations rayonnées provenant d'un EUT sont effectués à une distance fixe, par exemple, 3 m. Lorsque la distance entre l'EUT et le centre géométrique démarqué d'une antenne LPDA s'applique, une erreur se produit dans l'intensité de champ électrique à des fréquences qui ne correspondent pas à l'intensité au centre de l'antenne LPDA. L'intensité de champ électrique peut être corrigée pour la différence entre la position réelle du centre de phase et la position du centre géométrique comme décrite en A.6.2 et dans la CISPR 16-2-3 [2], ou, alternativement, cette correction peut être intégrée au facteur d'antenne.

L'utilisation d'une antenne doublet, biconique ou hybride à polarisation horizontale pour les mesurages des perturbations rayonnées provenant de l'EUT effectués au-dessus d'un plan de masse de référence métallique génère de l'incertitude due à un couplage mutuel avec l'image de l'antenne dans le plan de masse de référence. Ceci modifie l'impédance des éléments rayonnants observée par les bornes équilibrées du symétriseur, et transforme F_a en un AF dépendant de la hauteur, $F_a(h,p)$. Il est acceptable, afin de quantifier les incertitudes générées par la différence de $F_a(h,p)$ par rapport à F_a , d'obtenir cette différence sur la base des mesurages génériques, ou des simulations de chaque modèle d'antenne. Un fabricant d'antennes peut être capable de fournir $F_a(h,p)$ dans la plage de hauteurs comprise entre 1 m et 4 m.

4.3 Méthodes d'étalonnage pour des fréquences de 30 MHz et plus

4.3.1 Généralités

Le présent paragraphe donne des considérations de base concernant les méthodes d'étalonnage des antennes définies dans la présente norme. L'AF en espace libre, F_a , et l'AF dépendant de la hauteur, $F_a(h,p)$, peuvent être mesurés à l'aide de la méthode à trois antennes (TAM) ou de la méthode de l'antenne étalon (SAM). F_a peut également être mesuré à l'aide de la méthode de l'emplacement étalon (SSM), comprenant une correction.

Du fait du théorème de réciprocité, il n'est pas nécessaire de spécifier quelle antenne doit émettre ou recevoir. Le mesurage de toute AUC exige une deuxième antenne, qui doit être désignée comme son antenne "appariée" (voir 3.1.1.12), en laissant le laboratoire d'étalonnage décider s'il vaut mieux relier l'antenne à la source de signal ou au récepteur. Exception à cette situation: les antennes avec préamplificateurs doivent être connectées au seul récepteur. Toutes les méthodes d'étalonnage sont basées sur la méthode de mesure SIL décrite en 7.2.

4.3.2 Distances de séparation minimales des antennes

Pour les étalonnages qui utilisent la méthode TAM, la séparation de la paire d'antennes doit être connue de manière précise de sorte qu'elle puisse être utilisée dans l'équation de calcul de F_a . Lors de l'étalonnage des antennes doublets et LPDA, une séparation fixe de 2λ doit être maintenue à la fréquence la plus basse considérée entre les centres de phase de la paire d'antennes. Pour l'étalonnage des antennes biconiques et hybrides, une séparation fixe de 10 m peut être maintenue car les éléments doublets les plus longs se comportent comme des doublets courts à moins de 60 MHz. Pour d'autres détails, voir C.5.

NOTE Bien que 10 m représente uniquement une longueur d'onde (λ) à 30 MHz, la longueur d'une antenne biconique est seulement de $0,14 \lambda$ et le couplage mutuel entre les antennes est négligeable. L'incertitude supplémentaire de l'AF due à l'étalonnage qui utilise une distance de 10 m, au lieu de 20 m, est de 0,1 dB à 30 MHz, en réduisant à une incertitude à 0,03 dB à une fréquence de 60 MHz.

4.3.3 Considérations générales pour la méthode TAM

La TAM est une méthode d'étalonnage des antennes pour laquelle aucune connaissance préalable de l'AF de l'une quelconque des trois antennes n'est nécessaire. La TAM implique l'utilisation de trois antennes de type similaire ("antennes appariées", voir 3.1.1.12) qui couvrent une gamme de fréquences commune. Trois paires d'antennes uniques peuvent être constituées à partir des trois antennes, et la SIL de chaque paire est mesurée. La TAM est décrite plus en détail en 7.4.1.1, 7.4.1.2, 8.2, 9.2.4, 9.4.2, B.4.3 et B.5.3.

4.3.4 Considérations générales pour la méthode SSM

La méthode SSM est en fait la méthode TAM lorsqu'elle est mise en œuvre sur un plan de masse de référence, tel que décrit en 7.4.2 et 8.4. Le signal réfléchi à la surface du plan de masse de référence subit un changement de phase de 180° pour la polarisation horizontale; les hauteurs d'antenne (et/ou la distance de séparation) sont ajustées de sorte que les signaux directs et réfléchis se combinent pour donner un signal maximum.

La polarisation horizontale est préférable dans la mesure où le diagramme de plan H uniforme (sur la gamme d'écart angulaire appropriée) simplifie le calcul de l'AF et dans la mesure où les réflexions des mâts d'antennes et des câbles sont réduites au minimum. Afin de s'assurer que la valeur de l'AF mesurée est proche de celle de F_a tel que mesuré à l'aide des autres méthodes décrites dans le présent document, on place une antenne à une hauteur fixe de 2 m dans le champ lointain de l'antenne appariée qui fait l'objet d'un balayage en hauteur afin d'éviter un niveau zéro dans le signal reçu (voir le critère de niveau zéro en 3.1.1.19). La distance de séparation utilisée pour la SSM citée en référence [13] est de 10 m. Afin de se situer dans le champ lointain, il convient toutefois que les antennes doublets accordées à 30 MHz utilisent de préférence une distance de séparation de 20 m; voir le Tableau B.7 (voir B.5.2), y compris à plus de 30 MHz. Si une distance de séparation de 10 m est utilisée, l'incertitude qui en résulte doit être prise en compte. L'accord avec F_a peut être amélioré en ajoutant un facteur de correction, par exemple comme le montre l'Équation (59) (voir 8.4.3).

4.3.5 Considérations générales pour la méthode SAM

Un ensemble d'antennes étalons (STA), dont les facteurs d'antenne sont déterminés avec précision, est exigé pour la SAM. L'antenne STA peut être une antenne étalonnée à l'aide de la méthode TAM ou d'une autre méthode avec une antenne calculable. Pour l'étalonnage d'une antenne unique, la SAM implique simplement deux mesurages de SIL, tandis que la TAM nécessite trois mesurages de ce dernier.

NOTE Dans certains ouvrages de référence, la SAM est présentée comme la méthode de l'antenne de référence, qui utilise une antenne de référence dont la géométrie, la structure et l'AF sont spécifiés de manière rigoureuse par des normes telles que l'ANSI C63.5 [13] ou la CISPR 16-1-5. En dehors de cet aspect, la méthode de l'antenne de référence équivaut à la SAM.

La SAM tolère mieux que la TAM les non-uniformités de champ générées par le site, ce qui implique que l'exigence de qualité portant sur celui-ci peut être moins rigoureuse que celle portant sur la TAM (pour d'autres détails, voir A.1 et A.9.4). Cette considération suppose que les STA et AUC sont de même type (par exemple, des modèles classiques d'antennes biconiques; voir 3.1.1.2), ce qui implique que leurs dimensions mécaniques et par conséquent leurs diagrammes de rayonnement sont similaires. En théorie, la STA utilisée est le même modèle d'antenne que l'AUC, mais il peut ne pas être approprié, pour un laboratoire d'étalonnage, de disposer d'un grand nombre de STA. Voir 8.3.3 pour des lignes directrices concernant la détermination de la similarité des antennes dans les étalonnages de type SAM. Le choix d'une antenne doublet calculable comme STA est parfaitement adapté à l'étalonnage d'antennes doublets. À condition que le champ incident sur les antennes soit uniforme, selon la description de 4.9 de la CISPR 16-1-5:2014, il est possible d'utiliser une antenne doublet calculable pour étalonner une antenne biconique; par exemple voir 9.3 et A.9.4.

4.4 Incertitudes de mesure pour les résultats des mesurages d'étalonnage des antennes

Les incertitudes de mesure doivent être estimées pour chaque ensemble de résultats de l'étalonnage d'antenne, en utilisant des méthodes conformes au Guide ISO/IEC 98-3:2008. L'incertitude de mesure est fonction des propriétés des montages de mesure d'étalonnage, de l'instrumentation et des caractéristiques générales de l'AUC. Voir également A.9.2 concernant les gammes types d'incertitude de mesure. Chaque laboratoire d'étalonnage doit quantifier ses propres incertitudes de mesure.

Des exemples de budgets d'incertitude de mesure sont donnés pour chaque méthode d'étalonnage décrite dans la présente norme (c'est-à-dire, voir Article 8 et Annexe B). Dans les rubriques des tableaux, "Valeur" représente la meilleure valeur estimée de X_i , "Loi de probabilité" représente la fonction de loi de probabilité, "Sensibilité" représente le coefficient de sensibilité c_i , et u_i représente la contribution à l'incertitude $u_i(y)$. Les valeurs numériques sont incluses aux seules fins d'illustration. L' "incertitude-type" s'appliquant à chaque terme du budget est désignée par le symbole u_i . Il convient que ces exemples permettent aux laboratoires de préparer des budgets d'incertitude de mesure spécifiques à leurs besoins, installations et instrumentation.

Les exemples comportent toutes les grandeurs d'influence communes à tous les emplacements d'étalonnage des antennes, mais certains laboratoires et emplacements d'étalonnage peuvent comporter des grandeurs d'influence supplémentaires qui ne sont pas répertoriées. Dans ce cas, les grandeurs d'influence supplémentaires doivent être ajoutées au modèle et par conséquent au budget d'incertitude de mesure. Voir également l'Annexe C pour les informations concernant certaines caractéristiques d'antenne utiles pour analyser l'incertitude.

NOTE La "loi de propagation de l'incertitude" est approximative lorsqu'une grandeur d'entrée, ici l'imperfection de l'emplacement, est dominante et a une distribution non linéaire. On peut difficilement prévoir quelle erreur sera commise. En cas de doute, on applique le Guide ISO/IEC 98-3:2008/SUP 1 (GUM) [7], qui utilise une méthode de Monte-Carlo pour la propagation des lois (de probabilité).

Les budgets d'incertitude peuvent souvent surestimer l'incertitude élargie, étant donné qu'ils comportent nombre d'incertitudes de composantes estimées. Une méthode de vérification du caractère approprié d'un budget consiste à comparer l'AF mesuré par au moins deux méthodes indépendantes. Une comparaison entre laboratoires internationaux peut constituer une solution alternative. Plus la différence observée dans les résultats issus des différentes méthodes est minime, plus le résultat obtenu est fiable. Lorsque la différence entre les AF issus de la méthode A et de la méthode B n'est pas supérieure à "l'incertitude-type composée" individuelle des résultats de la méthode A ou de la méthode B, cela signifie que certaines des composantes les plus importantes des budgets peuvent avoir été surestimées et méritent de faire l'objet d'un examen plus approfondi.

4.5 Synthèse des méthodes de mesure permettant d'obtenir l'AF

De nombreux types d'antennes différents peuvent être utilisés dans les mesurages des perturbations rayonnées. Ces antennes peuvent être étalonnées à l'aide de la TAM ou de la SAM, exigeant des mesurages de SIL, ou à l'aide de la SSM qui exige des mesures SA. Une synthèse des méthodes d'étalonnage des antennes à des fréquences de plus de 30 MHz est donnée dans le Tableau 1, avec un numéro de paragraphe correspondant pour les détails de la méthode. Les procédures de mesure détaillées propres à chaque méthode d'étalonnage sont spécifiées à l'Article 8 et à l'Annexe B, où les équations qui permettent d'obtenir l'AF spécifique à chaque méthode d'étalonnage sont également fournies.

Le Tableau 1 est un tableau de consultation par type d'antenne et gamme de fréquences, qui montre également le type d'emplacement, avec un plan de masse de référence ou avec un matériau absorbant, les hauteurs d'antenne et la distance de séparation, ainsi que la polarisation appliquée. Voir également A.1 pour d'autres informations contextuelles concernant les méthodes multiples décrites dans la présente norme.

De plus, les méthodes de mesure du facteur d'antenne dépendant de la hauteur, $F_a(h,p)$, sont décrites en B.4 (voir également 4.2), et applicables pour les antennes doublets accordées à polarisation horizontale et les antennes biconiques, ainsi que pour la partie doublet à large bande (par exemple, biconique) des antennes hybrides.

Les informations données dans le Tableau 1 sont présentées en revanche par numéro de paragraphe dans le Tableau 2, dont le but est de faciliter le choix de la méthode en soulignant une méthode pour chaque classe d'antenne. Le Tableau 2 est destiné à servir d'organigramme, dans lequel la méthode proposée est directe et rapide; toutefois, si le laboratoire d'étalonnage ne dispose pas de l'installation adaptée à la méthode proposée, une autre méthode possible est disponible. Par exemple, si le laboratoire ne dispose pas de FAR, les antennes cornets peuvent être étalonnées de la même manière à l'aide de la méthode en extérieur décrite en 9.4.2. La colonne intitulée "Méthode n'exigeant pas de STA" inclut les méthodes présentant les incertitudes les plus faibles qui ne dépendent pas de la disponibilité d'une STA et qui utilisent la polarisation horizontale. Ces méthodes peuvent être plus pénalisantes que d'autres par leur temps de réalisation.

Tableau 1 – Synthèse des méthodes d'étalonnage au-delà d'une fréquence de 30 MHz pour F_a

Emplacement d'étalonnage	Antenne soumise à étalonnage	Méthode d'étalonnage	Gamme de fréquences MHz	Montage d'antennes ^a	Pol. ^b	Paragraphe
CALTS ou SAC, utilisant le plan de masse de référence	Doublet accordé	TAM	30 à 1 000	$d = 10 \text{ m},^c$ h_1, h_2 selon f	HP	B.5.3
		SAM	30 à 1 000	$d = 10 \text{ m},$ h_1, h_2 selon f	HP	B.5.2
		SAM avec calcul de la moyenne	30 à 300	$d = 10 \text{ m},$ h_1, h_2 selon f	HP	B.4.2
		SSM	30 à 1 000	$d = 10 \text{ m}, h_2 = 2 \text{ m},$ $h_1 = 1 \text{ m à } 4 \text{ m}$ (balayage)	HP	8.4
	Biconique, (également partie biconique d'une antenne hybride par 9.3)	SSM	30 à 300	$d = 10 \text{ m}, h_1 = 2 \text{ m},$ $h_2 = 1 \text{ m à } 4 \text{ m}$ (balayage)	HP	8.4
		SAM	30 à 300	$d = 15 \text{ m},$ $h_1 = 1,75 \text{ m},$ $h_2 = 0 \text{ m}^d$	VP	9.3
		SAM ou TAM avec calcul de la moyenne	30 à 300	$d = 10 \text{ m},$ h_1, h_2 selon f	HP	B.4.2 SAM B.4.3 TAM
	LPDA	SSM	200 à 1 000	$d = 10 \text{ m}, h_2 = 2 \text{ m},$ $h_1 = 1 \text{ m à } 4 \text{ m}$ (balayage)	HP	8.4
	Hybride ^e	SSM	30 à 1 000	$d = 10 \text{ m}, h_2 = 2 \text{ m},$ $h_1 = 1 \text{ m à } 4 \text{ m}$ (balayage)	HP	8.4
Environnement en espace libre	Doublet accordé	SAM	60 à 1 000	$d_{\min}$ dépendant de la fréquence, utiliser une FAR	HP VP	9.2.2
FAR ou réduction au minimum des réflexions sur le sol par la hauteur ou	Biconique, (également partie biconique d'une antenne hybride)	SAM	30 à 300	$d = 4 \text{ m minimum}$	HP VP	9.2.2 B.4.2 avec calcul de la moyenne

un matériau absorbant h_1, h_2, h_3 s'appliquent au-dessus du sol	LPDA (partie LPDA d'une antenne hybride)	TAM SAM	200 à 18 000 ≥ 1 000 pour cornet	$d = 2,5 \text{ m},$ $h_1 = h_2 = h_3 = 4 \text{ m}^f$	VP	9.4.2 9.4.3
	Cornet					
	LPDA (partie LPDA d'une antenne hybride) utilisant un matériau absorbant	TAM SAM	200 à 18 000	$d = 2,5 \text{ m},$ $h_1 = h_2 \sim 2,5 \text{ m}^f$	VP HP	9.4.4
	Cornet LPDA	TAM SAM	1 000 à 18 000 1 000 à 18 000	$d = 1 \text{ m}$ ou $3 \text{ m},$ utiliser une FAR $d = 1 \text{ m}$ ou $3 \text{ m},$ utiliser une FAR	VP HP VP HP	9.5.1.3 9.5.2

NOTE 1 La hauteur de l'AUC est h_1 .

NOTE 2 Voir A.4.2 concernant la fréquence de transition optimale entre les antennes biconiques et LPDA.

NOTE 3 Lorsqu'un ensemble d'antennes étalons est disponible, la SAM peut être préférable à la SSM ou à la TAM.

NOTE 4 Dans une FAR, il est prévu que le résultat soit identique, que l'orientation des antennes soit HP ou VP; voir également A.2.5.

- a d est la distance de séparation entre les antennes d'émission et de réception.
 h_1 est la hauteur d'une AUC.
 h_2 et h_3 sont les hauteurs d'autres AUC ou d'antennes appariées.
Pour la méthode SSM, l'AUC doit normalement être l'antenne à balayage en hauteur; sur demande d'un client du laboratoire d'étalonnage, l'AUC peut être l'antenne à hauteur fixe [c'est-à-dire voir A.5 a)].
- b Pol. est la polarisation.
HP = Toutes les antennes positionnées pour une polarisation horizontale.
VP = Toutes les antennes positionnées pour une polarisation verticale.
- c En dessous d'une fréquence de 60 MHz, $d = 20 \text{ m}$ est utilisée afin d'assurer une séparation d'au moins 2λ de manière à éviter une incertitude supplémentaire d'environ 0,25 dB pour une séparation de longueur d'onde; voir Tableau B.7 (voir B.5.2).
- d Une hauteur d'antenne de $h_2 = 0 \text{ m}$ signifie que l'antenne est une antenne monocône dont l'alimentation s'opère au niveau du plan de masse de référence.
- e Une antenne hybride peut également être étalonnée en combinant les méthodes utilisées pour les antennes biconiques et LPDA.
- f La hauteur dépend de la capacité à satisfaire aux critères d'acceptation de l'emplacement et peut être augmentée lorsque des incertitudes moins élevées sont exigées pour F_a .

Tableau 2 – Méthodes d'étalonnage au-delà d'une fréquence de 30 MHz par numéro de paragraphe

Type d'antenne, fréquence, MHz	Méthode proposée	Méthode alternative, fréquence, MHz	Méthode n'exigeant pas de STA
Biconique, 30 à 300 Partie biconique d'une antenne hybride, 30 à 240	8.4 SSM CALTS	9.3 VP CALTS 9.1 SAM FAR B.4.2 HP SAM calcul de la moyenne de la hauteur	B.4.3 HP TAM calcul de la moyenne de la hauteur

LPDA, 200 à 3 000 ^a Partie LPDA d'une antenne hybride, 140 à 3 000 ^a Cornet, ≥ 1 000	9.4.2 TAM hauteur au- dessus du sol	9.4.3 SAM hauteur au- dessus du sol 9.4.4 TAM ou SAM dans une FAR ou avec matériau absorbant au sol 8.4 SSM CALTS, 140 à 1 000 9.5.1.3 TAM dans une FAR, 1 000 à 18 000	9.4.2
Cornet, 1 000 à 18 000 LPDA, 1 000 à 18 000	9.5.1.3 TAM dans une FAR	9.5.2 SAM dans une FAR 9.4.2 TAM hauteur au- dessus du sol	9.5.1.3
Doublet accordé	B.5.2 SAM à la hauteur "en espace libre" en utilisant une antenne doublet calculable	B.4.2 HP SAM calcul de la moyenne de la hauteur 8.4 SSM CALTS, 30 à 1 000	B.5.3 TAM à la hauteur "en espace libre"
^a La fréquence supérieure dépend de la spécification du fabricant.			

5 Méthodes d'étalonnage pour la gamme de fréquences comprise entre 9 kHz et 30 MHz

5.1 Étalonnage des antennes monopôles

5.1.1 Généralités

Les antennes monopôles, parfois appelées antennes fouets, sont utilisées généralement dans la gamme de fréquences comprise entre 9 kHz et 30 MHz. Les pas de fréquence d'étalonnage recommandés sont donnés au Tableau 3. En raison des grandes longueurs d'onde associées aux fréquences inférieures à 30 MHz, les méthodes décrites dans la présente norme et utilisées pour l'étalonnage ou la caractérisation des antennes à des fréquences plus élevées ne sont pas applicables aux antennes monopôles. Une incertitude-type inférieure à 1 dB peut être obtenue à l'aide de la méthode des ondes planes et de la méthode Equivalent Capacitance Substitution Method (ECSM) décrites dans les paragraphes suivants et dans l'Annexe G.

Tableau 3 – Pas de fréquences pour l'étalonnage des antennes monopôles

Gamme de fréquences	Pas
9 kHz à 10 kHz	1 kHz
10 kHz à 150 kHz	10 kHz
150 kHz à 200 kHz	50 kHz
200 kHz à 1 MHz	100 kHz
1 MHz à 30 MHz	1 MHz

Dans la méthode des ondes planes, toute l'antenne est éclairée par une onde plane sur un plan de masse de référence de grande surface; une méthode est décrite en G.1. Dans la plupart des cas, le système d'adaptation se situe au-dessus du plan de masse de référence; les courants RF circulent dans le boîtier, et plus le boîtier est grand, plus l'influence de cet élément sur l'AF est importante.

NOTE 1 Le terme "système d'adaptation" est utilisé comme terme générique pour désigner le boîtier métallique qui comporte la connexion entre l'élément rayonnant de l'antenne monopôle (c'est-à-dire le fouet métallique) et l'entrée d'un récepteur de mesure. Le boîtier peut contenir un circuit de compensation et un amplificateur. Un contact électrique adapté de la base métallique du boîtier avec le plan de masse de référence constitue une condition préalable aux performances efficaces et reproductibles d'une antenne monopôle. Les modèles d'antenne monopôle comportant des pieds en caoutchouc ont aussi en général un pied métallique (entretoise) d'une hauteur

légèrement plus élevée afin d'assurer un contact électrique avec le plan de masse de référence. Pour les antennes ne comportant pas ce type de pied métallique, une bande à tresse métallique de courte longueur et d'une largeur d'au moins 15 mm permet le contact électrique avec le plan de masse de référence et la partie inférieure d'un côté vertical du système d'adaptation, en utilisant des vis si nécessaire afin d'assurer un contact RF adapté.

Contrairement à la méthode des ondes planes, la méthode ECSM remplace le fouet par un condensateur égal à la capacité propre de l'antenne monopôle. Le principe de cette méthode est expliqué succinctement à l'Annexe G. Chaque modèle d'antenne monopôle exige d'utiliser une antenne fictive (c'est-à-dire voir 5.1.2.4). Il est essentiel de vérifier l'antenne fictive au cours de la phase de conception en comparant les AF mesurés à l'aide de la méthode ECSM avec ceux mesurés à l'aide d'une méthode des ondes planes. La conception peut de cette manière être améliorée et les contributions potentielles aux incertitudes allant jusqu'à 4 dB peuvent être réduites [36]. Le F_{ac} obtenu par la méthode ECSM peut être confirmé par le F_a obtenu par la méthode des ondes planes.

NOTE 2 Une autre méthode qui peut être utilisée pour vérifier la méthode ECSM consiste à comparer l'intensité de champ mesurée d'une antenne monopôle étalonnée par la méthode ECSM, placée sur un plan de masse de référence de grande surface et située dans le champ lointain d'un émetteur AM de grande puissance avec celle d'une antenne boucle étalonnée avec précision. Toutefois, cette méthode permet seulement de vérifier l'AF à des fréquences ponctuelles. À chaque fréquence ponctuelle, il est vérifié que l'antenne monopôle et l'antenne boucle reçoivent l'onde dominante directe provenant d'une direction, le niveau de tous les autres signaux étant de plus de 30 dB inférieur.

NOTE 3 La méthode ECSM peut être parfaitement adaptée pour les antennes dont la longueur totale comprise entre la base du système d'adaptation et le sommet du fouet est inférieure à $\lambda/8$ (c'est-à-dire voir G.1).

NOTE 4 Une antenne monopôle est parfois montée sur un contrepoids (par exemple, un plan de masse de référence résiduel de dimensions 0,6 m par 0,6 m) placé sur un trépied, et l'AF peut être de plusieurs dB inférieur à l'AF mesuré avec le système d'adaptation placé sur le plan de masse de référence, ou à l'aide de la méthode ECSM (c'est-à-dire voir G.2.2). Les antennes monopôles montées sur des trépieds et utilisées en extérieur peuvent être étalonnées avec précision par la méthode des ondes planes. Les autres configurations se présentent sous la forme d'un plan de masse de référence résiduel connecté à un banc conducteur mis à la terre sur l'une des parois d'un local blindé, ou d'une antenne placée sur le banc qui exigerait des méthodes d'étalonnage plus complexes; les méthodes d'étalonnage ne sont pas spécifiées pour d'autres configurations de ce type, mais pour améliorer la reproductibilité des résultats, on suit les instructions ou les recommandations du fabricant concernant l'utilisation d'un contrepoids ou d'un plan de masse de référence, y compris pour la liaison équipotentielle (c'est-à-dire la mise à la terre) entre le système d'adaptation de l'antenne et le plan de masse de référence.

5.1.2 Étalonnage par la méthode ECSM

5.1.2.1 Généralités

La sortie du système d'adaptation est mesurée en utilisant la configuration d'essai présentée à la Figure 1 ou à la Figure 2. Le facteur d'antenne F_{ac} en dB(m⁻¹) (voir 3.1.2.3 est donné par l'Équation (2).

$$F_{ac} = V_D - V_L - L_h \quad (2)$$

où

V_D est la sortie mesurée du générateur de signaux, en dB(μV);

V_L est la sortie mesurée du système d'adaptation, en dB(μV);

L_h est le facteur de correction de la hauteur (pour la hauteur effective), en dB(m).

Pour l'antenne monopôle comportant un fouet d'une longueur de 1 m du type qui est couramment utilisé dans les mesures de CEM, la hauteur effective h_e est de 0,5 m, le facteur de correction de la hauteur L_h est de -6 dB(m) et la capacité propre C_a est de 12 pF, ce qui suppose un rayon de fouet de 3,6 mm [40].

NOTE Les formules de la hauteur effective, du facteur de correction de la hauteur et de la capacité propre des antennes monopôles de longueurs et de rayons différents sont indiquées en 5.1.2.2. Par exemple, pour une antenne commerciale dont le fouet est d'un diamètre relativement grand, $C_a = 16$ pF.

On peut utiliser l'un ou l'autre des deux montages et méthodes spécifiés, c'est-à-dire 5.1.2.3.2 avec analyseur de réseau ou 5.1.2.3.3 avec récepteur de mesure et générateur de signaux. La même antenne fictive est employée dans les deux cas. Voir 5.1.2.4 pour les lignes

directrices concernant la réalisation d'une antenne fictive. Les mesurages doivent être effectués à un nombre suffisant de fréquences (c'est-à-dire voir Tableau 3) de manière à obtenir une courbe lisse du facteur d'antenne par rapport à la fréquence dans la gamme de fonctionnement de l'antenne, ou par rapport à la gamme de fréquences comprise entre 9 kHz et 30 MHz, la plus petite des deux gammes étant à retenir.

5.1.2.2 Équations de détermination des paramètres propres aux antennes monopôles

Les équations suivantes permettent de déterminer la hauteur effective, la capacité propre et le facteur de correction de la hauteur des antennes monopôles ²⁾. Les équations sont valides uniquement pour des fouets cylindriques de diamètre inférieur à $\lambda/8$ [56]. Le calcul de la valeur correcte de la capacité propre à utiliser pour la méthode ECSM peut ignorer le rapport dépendant de la fréquence donné dans l'Équation (4) dans la mesure où il est proche de l'unité lorsque la condition $\lambda/8$ est satisfaite.

$$h_e = \frac{\lambda}{2\pi} \tan \frac{\pi h}{\lambda} \quad (3)$$

$$C_a = \frac{55,6h}{\ln(h/a) - 1} \frac{\tan(2\pi h/\lambda)}{2\pi h/\lambda} \quad (4)$$

$$L_h = 20 \lg(h_e) \quad (5)$$

où

- H_e est la hauteur effective du fouet, en m;
- h est la hauteur réelle (c'est-à-dire la longueur) du fouet, en m;
- λ est la longueur d'onde, en m;
- C_a est la capacité propre du fouet, en pF;
- a est le rayon du fouet, en m;
- L_h est le facteur de correction de la hauteur, en dB(m).

Une représentation graphique de l'Équation (4) pour divers diamètres de fouet est donnée à la Figure G.3 (voir G.2.1), et une représentation graphique de l'Équation (5) avec deux hauteurs d'antenne est donnée à la Figure G.4. La méthode ECSM ne tient pas compte de l'influence sur F_{ac} de la contribution du système d'adaptation; une correction empirique consiste à ajouter une demi-hauteur du boîtier à la longueur de l'antenne monopôle lors du calcul du facteur de correction de la hauteur, comme cela est indiqué dans l'Équation (6). 0,8 dB constitue une réduction type de F_{ac} . Pour l'étalonnage d'une antenne monopôle à utiliser selon la CISPR 25 [4], dans laquelle le système d'adaptation est placé sous le plan de masse de référence, l'Équation (5) s'applique.

$$L_h = 20 \lg \left(h_e + \frac{h_b}{2} \right) \quad (6)$$

où h_b est la hauteur du système d'adaptation, en m.

Les autres détails concernant l'Équation (3) sont disponibles en [28], [32] et [59], et ceux concernant l'Équation (4) en [29], [39], [58], [59] et [68].

²⁾ L'équation (4) est identique à celle de la CISPR 16-1-4:2010-12 Corrigendum 1, qui annule et remplace l'Équation (B.2) de la CISPR 16-1-4:2010-04. Une évolution ultérieure consistera à supprimer l'Annexe B de la CISPR 16-1-4:2010-04 et à la remplacer en établissant la correspondance avec 5.1.2 de la CISPR 16-1-6.

NOTE Les références [13] et [36] se rapportent à une expression de C_a différente de l'Équation (4), le terme $[\ln(h/a)-1]$ du dénominateur étant remplacé par $[\ln(2h/a)-1]$. Toutefois, l'analyse théorique et expérimentale [40] montre que l'Équation (4) est plus appropriée.

5.1.2.3 Méthodes d'étalonnage

5.1.2.3.1 Instructions générales

Deux autres méthodes d'étalonnage sont décrites: avec analyseur de réseau en 5.1.2.3.2 et avec générateur de signaux et récepteur en 5.1.2.3.3.

Il est recommandé que la terminaison de $50\ \Omega$ utilisée dans l'étalonnage présente un affaiblissement de réflexion supérieur à 32 dB (c'est-à-dire $ROS < 1,05:1$) parce que cette valeur peut être obtenue de manière réaliste et contribue peu à l'incertitude. Le récepteur de mesure doit être étalonné et avoir un affaiblissement de réflexion supérieur à 20,9 dB ($ROS < 1,2:1$). La sortie du générateur de signaux doit être stable en fréquence et en amplitude.

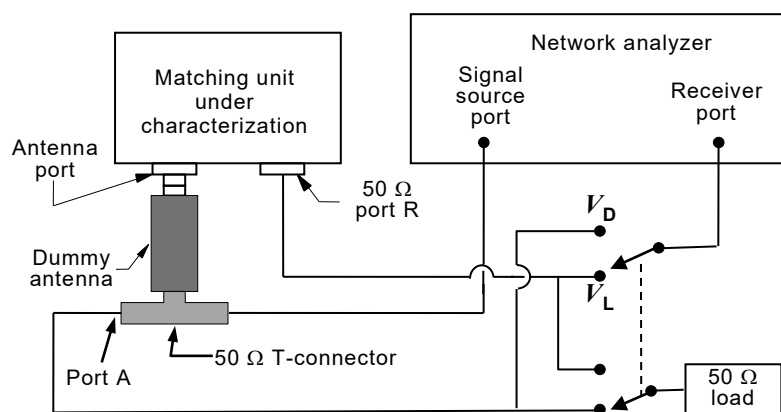
L'antenne fictive spécifiée en 5.1.2.4 est connectée le plus près possible de l'accès d'antenne du système d'adaptation, et le connecteur en T est connecté le plus près possible de l'antenne fictive.

Le conducteur extérieur du connecteur en T doit être relié électriquement au système d'adaptation, si nécessaire au moyen d'une tresse métallique plate de courte longueur. Le système d'adaptation doit être mis à la terre via le conducteur extérieur du câble coaxial relié au récepteur de mesure. Lorsque les affaiblissements de réflexion du récepteur et du générateur de signaux sont élevés, des atténuateurs supplémentaires peuvent ne pas être nécessaires au port d'entrée du récepteur et au port de sortie du générateur.

5.1.2.3.2 Méthode avec analyseur de réseau

La méthode est la suivante:

- Étalonner l'analyseur de réseau à l'aide des câbles à utiliser pour les mesurages.
- Configurer le système d'adaptation à caractériser et les appareils de mesure comme cela est indiqué sur la Figure 1. L'antenne fictive est connectée le plus près possible de l'accès d'antenne et le connecteur en T est connecté le plus près possible de cette même antenne fictive. Les mêmes longueurs et types de câbles sont utilisés entre le port A du connecteur en T et le port V_D , et entre le port R à $50\ \Omega$ et le port V_L . Les mesurages de tension doivent être effectués au port V_D et au port V_L .
- Soustraire le niveau de signal, V_L , en dB(μ V), du niveau de signal, V_D , en dB(μ V), et soustraire L_h (–6 dB pour le fouet d'une longueur de 1 m) afin d'obtenir F_{ac} en dB(m^{-1}), comme cela est indiqué dans l'Équation (2).



IEC

Légende

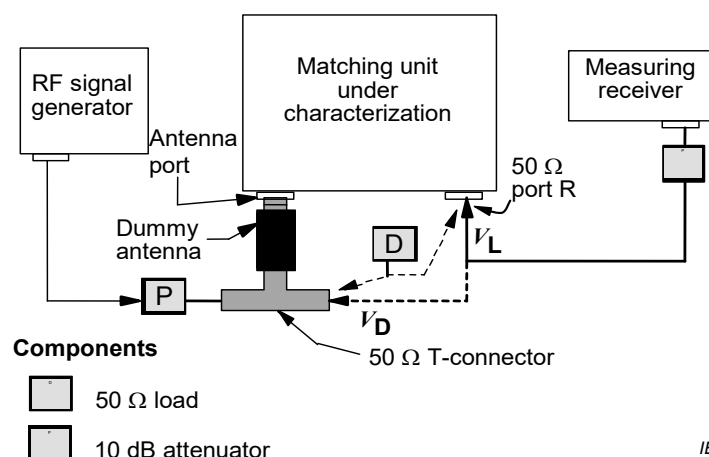
Anglais	Français
Antenna port	Accès d'antenne
Matching unit under characterization	Système d'adaptation caractérisé
Network analyzer	Analyseur de réseau
Signal source port	Port de la source de signal
Receiver port	Port du récepteur
Dummy antenna	Antenne fictive
50 Ω port R	Port R à 50 Ω
50 Ω T-connector	Connecteur en T à 50 Ω
50 Ω load	Charge de 50 Ω
Port A	Port A

Figure 1 – Montage pour la détermination du facteur AF au moyen d'un analyseur de réseau

5.1.2.3.3 Méthode avec récepteur de mesure et générateur de signaux

La méthode est la suivante:

- Configurer le système d'adaptation à caractériser et les appareils de mesure comme cela est indiqué sur la Figure 2.
- Les appareils étant connectés comme cela est indiqué et une terminaison de $50\ \Omega$ étant connectée au connecteur en T, mesurer la tension du signal reçu V_L , en dB(μ V), au port R à $50\ \Omega$.
- Transférer, en ne modifiant pas la sortie RF du générateur de signaux, la terminaison de $50\ \Omega$ vers le port R à $50\ \Omega$ et transférer le câble d'entrée du récepteur vers le connecteur en T. Mesurer la tension du signal d'entraînement V_D en dB(μ V).
- Soustraire V_L de V_D et soustraire L_h (par exemple, -6 dB pour le fouet d'une longueur de 1 m) afin d'obtenir F_{ac} en dB(m^{-1}) comme cela est indiqué dans l'Équation (2).



Légende

Anglais	Français
Antenna port	Accès d'antenne
Matching unit under characterization	Système d'adaptation caractérisé
RF signal generator	Générateur de signaux RF
Measuring receiver	Récepteur de mesure
Dummy antenna	Antenne fictive
50 Ω port R	Port R à 50 Ω
50 Ω T-connector	Connecteur en T à 50 Ω
50 Ω load	Charge de 50 Ω
10 dB attenuator	Atténuateur à 10 dB
Components	Composants

Figure 2 – Montage pour la détermination du facteur AF au moyen d'un récepteur de mesure et d'un générateur de signaux

5.1.2.4 Considérations concernant les antennes fictives

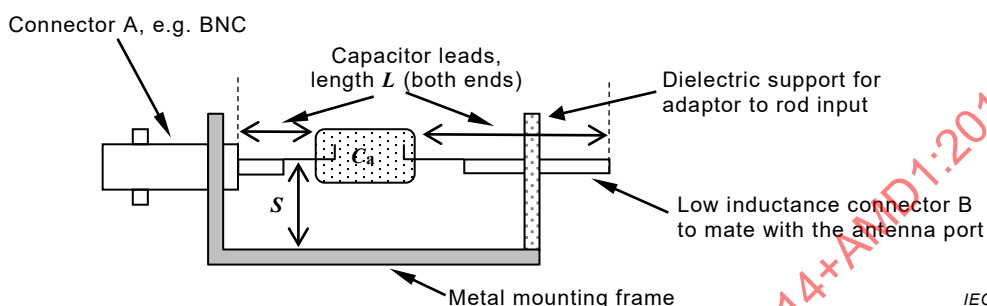
Le facteur principal à prendre en considération dans la conception de l'antenne fictive est la réduction de tout écart de l'impédance RF de ladite antenne, de sorte que la valeur de condensateur calculée soit équivalente au fouet réel lorsque l'antenne se trouve sur un plan de masse de référence infini. Le composant clé de l'antenne fictive est le condensateur, qui doit être monté de manière à limiter le plus possible le risque d'adjonction involontaire d'une impédance quelconque entre le condensateur et le système d'adaptation.

Lorsque le cadre de montage est métallique, le côté qui soutient le connecteur B, illustré à la Figure 3, doit être diélectrique; de plus, le cadre de montage doit être connecté électriquement au système d'adaptation métallique au moyen d'une tresse métallique d'une largeur d'au moins 15 mm afin de garantir une inductance faible; voir NOTE 1 de 5.1.1.

Si le cadre de montage est entièrement diélectrique, le conducteur extérieur du connecteur A doit être connecté de manière similaire au système d'adaptation, au moyen d'une tresse. S'assurer que le connecteur B est éloigné d'au moins 10 mm de toute partie métallique du cadre de montage. Les fils du condensateur doivent être les plus courts possibles afin de réduire l'inductance supplémentaire, mais leur longueur ne doit pas dépasser 8 mm et ils doivent être espacés d'au moins 10 mm de la surface du montage métallique. Il convient également que les câbles de raccordement soient suffisamment éloignés de l'enveloppe de l'adaptateur ou du plan de masse de référence de l'antenne monopôle, afin d'éviter tout couplage capacitif qui déforme la valeur d'impédance calculée de l'adaptateur. Le connecteur

B peut se présenter sous la forme d'un boulon en laiton fileté qui peut être vissé sur l'accès d'antenne du système d'adaptation, comme cela est indiqué sur la Figure 1 et la Figure 2, au point de fixation normal du fouet. Tout réseau d'adaptation intégré à l'antenne fictive doit être évalué pour les affaiblissements associés aux répartiteurs de tension résistive, et ces affaiblissements doivent par ailleurs être pris en compte dans le calcul de F_{ac} .

NOTE Une autre antenne fictive possible, décrite en G.2.6, utilise un circuit résistif pour simuler la longueur de l'antenne monopôle de sorte que $F_{ac} = V_D - V_L$, contrairement à ce qui est indiqué dans l'Équation (2); voir G.2.6. Si l'antenne utilise un fouet télescopique, le fouet est rallongé à la longueur demandée par le client du laboratoire d'étalonnage, ou comme cela est spécifié dans les instructions du fabricant.



IEC

Légende

Anglais	Français
Connector A, e.g. BNC	Connecteur A, par exemple, BNC
Capacitor leads, length L (both ends)	Fils du condensateur, longueur L (aux deux extrémités)
Dielectric support for adaptor to rod input	Support diélectrique de l'adaptateur à l'entrée du fouet
Low inductance connector B to mate with the antenna port	Connecteur B à faible inductance à conjuguer avec l'accès d'antenne
Metal mounting frame	Cadre de montage métallique

Légende

- C_a capacité de l'antenne calculée à partir de l'Équation (4), tolérance de 5 %; un condensateur au mica argenté est recommandé;
- S dégagement des fils, 5 mm à 10 mm (10 mm de toutes les surfaces s'il s'agit d'un coffret fermé);
- L longueur des fils aussi courte que possible, longueur totale ne dépassant pas 40mm, y les deux fils du condensateur et la longueur du connecteur B.

Figure 3 – Exemple de montage d'un condensateur dans l'antenne fictive

5.1.2.5 Évaluation de l'incertitude pour l'étalonnage ECSM

Cette évaluation de l'incertitude s'applique à l'étalonnage ECSM dans la gamme comprise entre 9 kHz et 30 MHz pour des antennes monopôles dont les fouets ont une longueur inférieure à 1,1 m. Voir l'Annexe G et [65] pour une analyse détaillée. Le facteur d'antenne ECSM s'applique au cas dans lequel le sommet du système d'adaptation est situé au-dessous d'un plan de masse de référence suffisamment grand et est en contact électrique avec lui, seul le fouet dépassant du plan de masse de référence. Cependant, dans l'usage courant des antennes monopôles, la base du système d'adaptation repose sur le plan de masse de référence et est en contact électrique avec lui, auquel cas l'AF de l'antenne dans son ensemble est inférieur à celui calculé au moyen de l'Équation (2).

NOTE 1 L'AF dépend des dimensions du système d'adaptation, notamment la hauteur, et peut être calculé de manière approchée en utilisant une hauteur effective calculée pour la longueur du fouet augmentée de la demi-hauteur du système d'adaptation. Pour une antenne monopôle de 1,0 m dont la hauteur de boîtier est de 0,1 m, la réduction du facteur AF est de 0,8 dB environ.

NOTE 2 Un changement subit de comportement est courant aux extrémités d'une gamme de fréquences spécifiée pour les dispositifs à large bande, et l'extension de la gamme à chacune de ces extrémités au-delà d'une gamme allant de 9 kHz à 30 MHz, par exemple, 100 Hz à 35 MHz, donne des informations utiles concernant l'incertitude et la reproductibilité de F_a aux extrémités de la gamme spécifiée.

L'Équation (2) implique que le facteur d'antenne donné par la méthode ECSM est fortement affecté par divers paramètres qui influent sur les deux mesurages de tension pour V_D et V_L , ainsi que par l'écart du facteur de correction L_h par rapport à sa valeur prévue. Un développement de Taylor de premier degré de l'Équation (2) concernant les valeurs prévues des paramètres donne:

$$F_{ac} = (V_D + \delta V_{D\text{mes}} + \delta V_{D\text{désadaptation}}) - (V_L + \delta V_{L\text{mes}} + \delta V_{L\text{désadaptation}} + \delta V_{L_{Ca}} + \delta V_{L_{\text{amp}}}) - (L_h + \delta L_{Lh}) \quad (7)$$

où

$$\delta V_{D,L\text{mes}} = \delta V_{D,L\text{linéaire}} + \delta V_{D,L\text{res}} \quad (8)$$

et $\delta V_{D\text{mes}}$ et $\delta V_{L\text{mes}}$ représentent les effets des caractéristiques du récepteur de mesure, respectivement sur les valeurs mesurées V_D et V_L . Les caractéristiques importantes sont la linéarité et la résolution, et leurs effets respectifs sont désignés par $\delta V_{D,L\text{linéaire}}$ et $\delta V_{D,L\text{res}}$. Les termes $\delta V_{D\text{désadaptation}}$ et $\delta V_{L\text{désadaptation}}$ représentent les changements provoqués respectivement au niveau des valeurs V_D et V_L par une désadaptation de la connexion du câble, comme cela est expliqué succinctement en 6.2.2. Les termes $\delta V_{L_{Ca}}$ et $\delta V_{L_{\text{amp}}}$ représentent respectivement les résultats de faibles variations de la capacité de l'antenne C_a et du gain de l'amplificateur du système d'adaptation, lorsqu'il est présent. Le terme δL_{Lh} représente l'effet sur le facteur de correction de hauteur L_h dû à l'écart de la hauteur effective de l'antenne par rapport à sa valeur prévue.

Lorsqu'un VNA est utilisé, comme à la Figure 1, la valeur de $\Delta V = V_D - V_L$ en dB est mesurée directement et en une seule fois, auquel cas l'Équation (7) peut être simplifiée sous la forme

$$F_{ac} = (\Delta V + \delta V_{\Delta\text{mes}} + \delta V_{D\text{désadaptation}} - \delta V_{L\text{désadaptation}} - \delta V_{L_{Ca}} - \delta V_{L_{\text{amp}}}) - (L_h + \delta L_{Lh}) \quad (9)$$

où

$$\delta V_{\Delta\text{mes}} = \delta V_{\Delta\text{bruit}} + \delta V_{\Delta\text{linéaire}} + \delta V_{\Delta\text{res}} \quad (10)$$

Dans l'Équation (10), $\delta V_{\Delta\text{mes}}$ représente l'effet des caractéristiques du VNA sur la valeur mesurée ΔV . Les contributions à l'incertitude attribuées au bruit et à la linéarité peuvent être combinées et indiquées comme étant l'incertitude pour les mesurages $|S_{21}|$ sur une fiche technique de l'analyseur de réseau.

Dans les termes de l'Équation (9), les composantes de l'incertitude et les valeurs d'exemple sont présentées dans le Tableau 4. Toutes les composantes ont un coefficient de sensibilité unitaire. Il est supposé que seul le fouet dépasse du plan de masse de référence. Habituellement, l'incertitude attribuée à la résolution du VNA peut être ignorée par comparaison avec d'autres composantes. La tolérance sur la valeur de C_a peut être celle du fabricant, C_a pouvant aussi, aux fréquences inférieures à 1 MHz, être mesurée à partir de la pente de $|S_{11}|$ selon la fréquence.

Bien qu'il soit possible d'analyser l'incertitude au-delà d'une fréquence de 10 MHz en tant que composante distincte, il est beaucoup plus pratique d'indiquer une seule incertitude pour la gamme complète. Pour les antennes monopôles d'une longueur de 1 m, l'augmentation de l'incertitude au-delà de 10 MHz n'est pas importante, mais la différence peut être très

importante pour d'autres modèles d'antenne. Dans de tels cas, il convient que l'utilisateur évalue les incertitudes les plus appropriées.

Tableau 4 – Exemple de budget d'incertitude de mesure pour le F_{ac} d'une antenne monopôle étalonnée par la méthode ECSM à l'aide de l'Équation (9)

Source d'incertitude ou grandeur X_i	Valeur dB	Loi de probabilité	Diviseur	Sensibilité	u_i dB	Note ^a
Caractéristiques du VNA qui affectent les mesurages $ S_{21} $	0,07	Normale	2	1	0,04	N1)
Désadaptation du mesurage de V_D	0,27	en U	$\sqrt{2}$	1	0,19	N2)
Désadaptation du mesurage de V_L	0,27	en U	$\sqrt{2}$	1	0,19	N2)
Précision de la capacité C_a : par exemple, $\pm 1,3$ pF dans 11 pF	1,09	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	0,62	N3)
Stabilité du gain de l'amplificateur	0,05	Normale	1	1	0,05	N4)
Précision de la hauteur effective, 4 %	0,34	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	0,20	N5)
Répétabilité de mesure ΔV	0,02	Normale	1	1	0,02	N6)
Incertitude-type composée, u_c					0,71	N7)
Incertitude élargie, U ($k = 2$) ^b					1,42	
^a Les notes numérotées apparaissent telles que mentionnées par les articles numérotés en E.2. ^b Si les principales composantes de l'incertitude présentées dans ce tableau ne suivent pas une fonction de distribution normale, il convient d'évaluer l'incertitude élargie au moyen d'une simulation informatisée telle que la méthode de Monte-Carlo. Toutefois, ce tableau présente l'incertitude-type composée donnée par le calcul RSS, dans la mesure où certains laboratoires d'étalonnage peuvent ne pas effectuer de manière habituelle des simulations au moyen de la méthode de Monte-Carlo.						

5.2 Étalonnage des antennes boucles

5.2.1 Généralités

Les antennes boucles utilisées pour les mesurages des perturbations rayonnées CEM dans la gamme de fréquences comprise entre 9 kHz et 30 MHz ont généralement un diamètre de 0,6 m au plus. Elles sont habituellement montées sur un coffret de petites dimensions contenant des réseaux d'adaptation et d'accord, certains modèles d'antenne boucle comportant même un amplificateur. Il est nécessaire de connaître le facteur de champ magnétique d'antenne pour mesurer l'intensité de champ magnétique RF à l'aide d'une antenne boucle.

Plusieurs techniques ont été élaborées pour l'étalonnage des antennes boucles ou pour le mesurage de leur facteur d'antenne de champ magnétique; la référence [18] donne une présentation générale utile, la référence [15] donne une version simplifiée de la méthode de champ normalisé dans [32] et [16], et la méthode à trois antennes est décrite en [35]. Le présent paragraphe et l'Annexe H décrivent deux méthodes dont la mise en œuvre est directe. La méthode des cellules TEM présente l'avantage de couvrir une large gamme de fréquences, avec toutefois une incertitude minimale du facteur d'antenne de $\pm 0,5$ dB environ. La méthode de la bobine d'Helmholtz [34] a une précision de 0,7 % (0,06 dB) jusqu'à 150 kHz et de plus de $\pm 0,5$ dB jusqu'à 10 MHz et elle constitue une vérification précieuse pour la mise en œuvre de la méthode des cellules TEM (voir Annexe H). Sous réserve de l'utilisation de la cellule TEM bien en deçà du début de sa première fréquence de résonance et moyennant un blindage adéquat de l'antenne boucle, la validation au moyen de la méthode de la bobine d'Helmholtz du résultat obtenu jusqu'à 150 kHz confirme l'étalonnage de la cellule TEM à 30 MHz.

Une antenne boucle de conception appropriée est symétrique dans le plan de la boucle et protégée contre les champs électriques de récupération. L'absence de blindage, ou un

~~blindage inadéquat, peut altérer la reproductibilité du facteur d'antenne dans l'étalonnage des antennes boucles.~~

Plusieurs techniques ont été élaborées pour l'étalonnage des antennes boucles ou pour le mesurage du facteur d'antenne de champ magnétique [74]. La référence [18] donne une présentation générale utile. La référence [15] donne une version simplifiée de la méthode de champ normalisé (SFM) ([32] et [16]) et la méthode TAM est décrite en [35]. Le présent paragraphe et l'Annexe H spécifient les méthodes d'étalonnage acceptables des antennes boucles.

La méthode TAM et la méthode des cellules TEM donnent une incertitude type du facteur d'antenne mesuré d'environ $\pm 0,5$ dB, alors que l'application de la méthode des cellules TEM est limitée à la plage de fréquences sous la première fréquence de résonance de la cellule TEM.

La méthode de la sonde de courant (CPM) [15] est une méthode SFM améliorée reposant sur la norme IEEE 291 [32]. Dans la méthode d'origine, le courant qui circule dans l'antenne boucle d'émission était mesuré à l'aide d'un couple thermoélectrique sous vide RF intégré dans l'élément de boucle. Toutefois, un couple thermoélectrique est en général petit et fragile, il se révèle donc inadéquat à une utilisation dans le cadre de mesurages d'étalonnage de routine.

La méthode de la bobine d'Helmholtz [34], classée comme une méthode SFM, est exacte à 0,7 % (0,06 dB) jusqu'à 150 kHz, et meilleure que $\pm 0,5$ dB jusqu'à 10 MHz (voir l'Annexe H), mais sa plage de fréquences applicable dépend de la taille de bobine.

Un rapport signal/bruit {du récepteur} d'au moins 34 dB est nécessaire pour obtenir de faibles incertitudes de mesure, si un analyseur de réseau vectoriel (VNA) est utilisé comme cela est indiqué en 6.2.4. De plus, il est important d'associer des atténuateurs à l'antenne boucle d'émission et à l'antenne boucle de réception afin de réduire les incertitudes de désadaptation si un générateur de signaux et un récepteur sont utilisés. Lors de l'étalonnage de l'antenne boucle dans les conditions en espace libre, il convient que la distance entre l'antenne d'émission ou l'antenne de réception et des objets réfléchissants à proximité, y compris un plan de masse métallique, soit supérieure à 1,3 m. La distance d'isolement dans l'air exigée dépend également de l'espacement entre les antennes.

5.2.2 Méthode des cellules TEM (Crawford)

5.2.2.1 Méthode de mesure

Les cellules TEM sont entièrement blindées et prévues pour ne pas émettre d'énergie susceptible de représenter un danger pour le personnel ou de générer des interférences avec du matériel électronique situé à proximité. La cellule TEM de base est une section de ligne de transmission à deux conducteurs fonctionnant en mode transverse électromagnétique (TEM – transverse electromagnetic mode), d'où l'appellation [34].

Dans une cellule TEM, l'intensité de champ au point milieu entre le conducteur central (cloison) et le conducteur extérieur peut être calculée à partir de:

$$E = \frac{V}{b} = \frac{\sqrt{P_{\text{net}} Z_0}}{b} \quad (11)$$

$$H = \frac{E}{377 \Omega} \quad (12)$$

où

E est l'intensité de champ électrique, en V/m;

- H est l'intensité de champ magnétique, en A/m;
 V est la tension au port d'entrée ou de sortie de la cellule TEM, en V;
 Z_0 est la partie réelle de l'impédance caractéristique de la cellule TEM, en Ω ;
 P_{net} est la puissance nette à l'entrée de la cellule TEM, en W;
 b est la distance entre la paroi supérieure et la plaque centrale (cloison), en m.

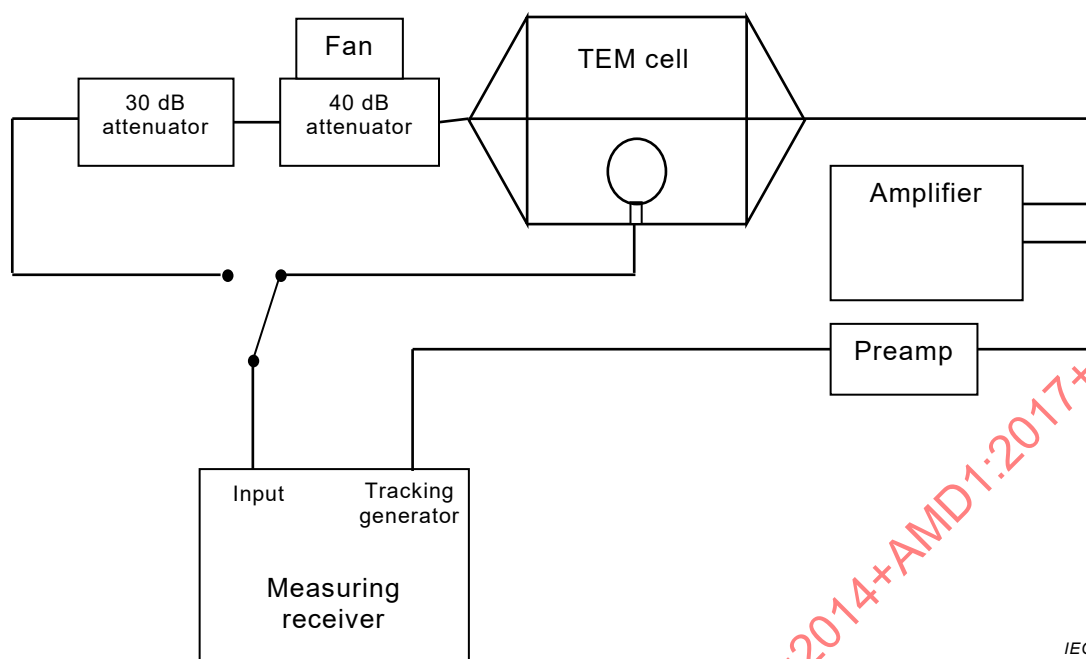
Ces équations d'intensité de champ s'appliquent uniquement au point milieu dans le cas d'une cellule TEM à adaptation appropriée, et une variation importante est observée à plus petite ou à plus grande distance de la cloison. Dans la zone de la boucle, l'intensité de champ moyenne est toutefois proche de l'intensité de champ au centre. L'augmentation de la fréquence contribue à générer des modes d'ordre élevé au-delà d'une fréquence donnée. L'étalonnage doit être effectué uniquement avant le début de la première résonance de cellule, qui peut être identifiée par une variation très importante de champ détectée par une sonde placée à l'intérieur de la cellule TEM. Le chargement de la cellule peut contribuer à la variation de la fréquence de résonance et il est recommandé d'utiliser la cellule bien en deçà de la fréquence de résonance, c'est-à-dire parfois bien en deçà de la fréquence maximale spécifiée par le fabricant.

NOTE Il est supposé que l'impédance caractéristique du système est de 50 Ω , mais l'impédance de la cellule TEM située à l'emplacement de la boucle et chargée avec celle-ci peut être différente de 2 % environ. L'incertitude associée à Z_0 au centre de la cellule chargée peut être réduite par le mesurage de l'impédance en ce point et par l'intégration de cette valeur dans l'Équation (11). L'impédance peut être mesurée à l'aide d'un réflectomètre temporel.

Un montage type est représenté sur la Figure 4. Des blocs de mousse de polystyrène peuvent être utilisés pour maintenir la boucle entre les plaques, ceci a pour fonction principale d'isoler la base de la boucle de la surface conductrice de la cellule TEM. Pour qu'une boucle passive émette un signal de sortie suffisant, il est nécessaire d'utiliser un amplificateur afin d'obtenir une intensité de champ suffisamment élevée dans la cellule TEM. L'étalonnage du champ s'effectue tout d'abord par la commutation de la ligne directe, via des atténuateurs, avec le récepteur de mesure, puis par la commutation de la sortie de boucle avec ce même récepteur. Un amplificateur n'est pas nécessaire pour une boucle active, dont le montage est représenté sur la Figure 5. Dans le cas d'un modèle particulier d'antenne boucle dont le module amplificateur est situé au niveau du trépied, il suffit de diminuer la hauteur de la boucle en la faisant passer par une ouverture ménagée dans la plaque supérieure (conducteur extérieur) de la cellule pour que le trépied reste à l'extérieur de la cellule. La partie métallique qui dépasse ne doit pas toucher le conducteur extérieur de la cellule. Il est plus facile d'accéder aux raccords à cette boucle par le haut. Sur d'autres modèles d'antennes boucles, il peut être possible de placer l'antenne entière dans la cellule, sur la plaque inférieure, comme le montre la Figure 4, ou sur la plaque centrale. L'acheminement du câble situé dans la partie supérieure ou latérale de la cellule TEM est d'un effet négligeable sous réserve que ce câble soit pourvu d'un blindage de bonne qualité.

Seules les boucles protégées contre la composante électrique d'une onde TEM peuvent être étalonnées à l'aide d'une cellule TEM. Lorsque la boucle n'est pas blindée et si les deux moitiés (demi-cercles dont le diamètre passe par le connecteur d'entrée) de la boucle ne présentent pas une symétrie parfaite, cette même boucle réagit à la composante électrique du champ électromagnétique. L'efficacité du blindage peut être vérifiée par un essai de rotation de la boucle selon un angle de 180° sur son axe vertical, ce qui entraîne un changement de phase de 180° entre les champs électriques et les champs magnétiques de récupération; il convient d'intégrer toute variation du signal de sortie dans le budget d'incertitude de mesure. Il s'agit de la composante de "réjection de champ électrique" décrite dans le Tableau 5.

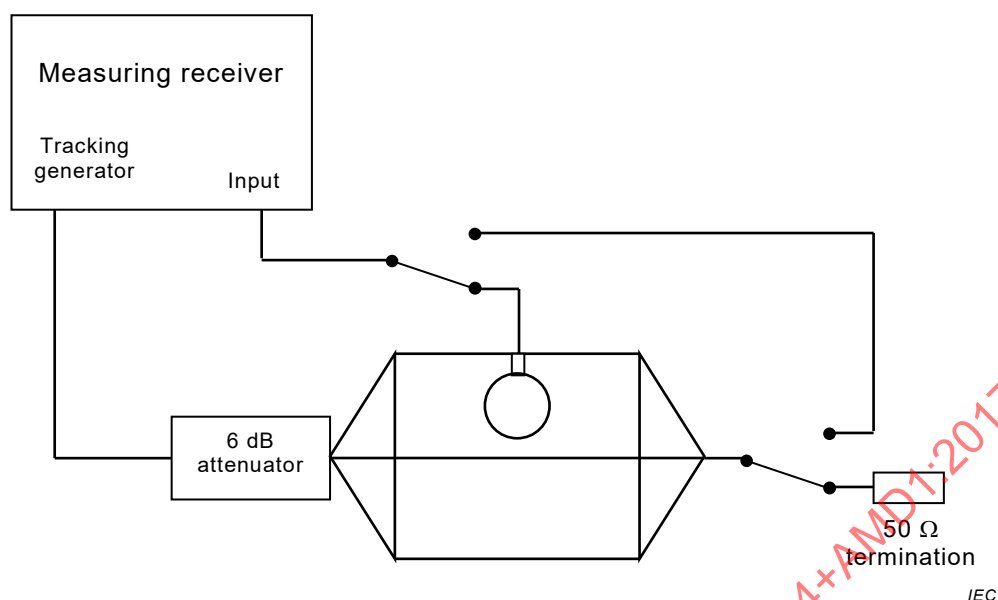
Pour tirer le meilleur parti de l'écartement entre les plaques de la cellule TEM, il est possible, par exemple, d'étalonner des boucles d'un diamètre de 0,63 m environ situées dans une cellule TEM où la séparation entre plaques (c'est-à-dire la hauteur de cloison) est de 0,915 m.



Légende

Anglais	Français
30 dB attenuator	Atténuateur 30 dB
40 dB attenuator	Atténuateur 40 dB
Fan	ventilateur
TEM cell	Cellule TEM
Amplifier	Amplificateur
Preamp	Préamplificateur
Input	Entrée
Tracking generator	Générateur de poursuite
Measuring receiver	Récepteur de mesure

Figure 4 – Schéma de principe d'un montage à cellules TEM pour antennes boucles passives



Légende

Anglais	Français
6 dB attenuator	Atténuateur 6 dB
Input	Entrée
Tracking generator	Générateur de poursuite
Measuring receiver	Récepteur de mesure
50 Ω termination	Terminaison de 50 Ω

Figure 5 – Schéma de principe d'un montage à cellules TEM pour antennes boucles actives

5.2.2.2 Incertitudes

Le Tableau 5 fournit un exemple de budget d'incertitude de mesure du facteur d'antenne de champ magnétique aux fréquences supérieures à 9 kHz. L'incertitude de mesure d'une boucle en essai dépend principalement du rapport entre la hauteur de cloison et la taille de la boucle. Des incertitudes de mesure inférieures à 1 dB sont réalisables pour des petites boucles de grandes cellules, mais elles peuvent empirer pour des boucles d'une taille supérieure aux deux tiers de la hauteur de cloison.

**Tableau 5 – Exemple de budget d'incertitude de mesure pour F_{aH}
d'une antenne boucle mesuré dans une cellule TEM**

Source d'incertitude ou grandeur X_i	Valeur dB	Loi de probabilité	Diviseur	Sensibilité	U_i , dB	Note
Impédance de lignes cellulaires	0,17	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	0,10	-
Uniformité de champ	0,25	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	0,14	-
Hauteur de cloison	0,02	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	0,01	-
Sensibilité du récepteur ^a	0,1	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	0,06	-
Linéarité du récepteur	0,30	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	0,17	-
Résolution du récepteur de 0,1 dB	0,05	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	0,03	-
Stabilité du système	0,10	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	0,06	-
Réjection du champ électrique	0,10	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	0,06	-
Affaiblissement du câble	0,10	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	0,06	-
Réflexions de charge	0,34	en U	$\sqrt{2}$	1	0,24	-
Atténuateurs	0,14	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	0,08	-
Désadaptation	0,18	en U	$\sqrt{2}$	1	0,13	-
Positionnement de la boucle	0,10	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	0,06	-
Incrtitude-type composée, u_C					0,42	-
Incrtitude élargie, U ($k = 2$)					0,84	-

^a Pour la sensibilité du récepteur, se reporter à 6.2.4 et A.8.1. Lorsque le rapport signal/bruit est supérieur à 17 dB (détection moyenne), l'influence est inférieure à 0,1 dB.

5.2.3 Méthode à trois antennes (TAM)

5.2.3.1 Généralités

L'étalonnage d'antenne à l'aide de la méthode TAM exige trois antennes (numérotées 1, 2 et 3) pour constituer trois paires d'antennes. Une connaissance préalable de l'AF de l'une quelconque des trois antennes n'est pas nécessaire avec la méthode TAM (voir également 4.3.3 concernant la méthode TAM).

La SIL pour l'étalonnage d'antenne est généralement mesurée avec un analyseur de réseau étalonné, afin de réduire les erreurs de désadaptation qui peuvent se produire entre l'accès de sortie du signal et l'antenne boucle d'émission, et entre l'accès de réception de signal et l'antenne boucle de réception. En variante, une combinaison d'un générateur de signaux/de poursuite et d'un récepteur de mesure peut être utilisée, auquel cas des atténuateurs de rembourrage doivent réduire les ondes stationnaires sur les câbles.

Différente des étalonnages TAM au-dessus de 30 MHz, qui reposent sur l'équation de transmission de Friis, la méthode TAM pour les étalonnages d'antenne boucle repose sur la formule d'inductance mutuelle de Neumann modifiée [75], qui est approximativement exprimée par formule dite de Greene [70].

La distance de séparation entre l'antenne d'émission et l'antenne de réception doit être réduite comparée à la distance avec l'environnement. Par conséquent, le couplage entre les antennes est augmenté le plus possible, alors que le couplage entre les environnements est réduit le plus possible. Aucun critère particulier de validation d'emplacement n'est exigé, mais les influences de l'emplacement sur les résultats du facteur d'antenne champ magnétique doivent être estimées (voir 5.2.3.2).

5.2.3.2 Procédure d'étalonnage

Pour les paires d'antennes alignées de manière coaxiale (voir la Figure 21), la perte d'insertion de l'emplacement, $A_i(i,j)$, entre l'antenne i et l'antenne j est mesurée dans un environnement en espace libre [35] et est décrite par l'Équation (61).

$$A_i(i,j) = F_{aH}(i) + F_{aH}(j) + 45,9 + 20\lg(f_{MHz}) - 20\lg[K(i,j)] \text{ en dB} \quad (61)$$

À partir des données relatives à $A_i(i,j)$ pour les trois paires d'antennes, les facteurs d'antenne champ magnétique F_{aH} de chaque antenne peuvent être déterminés à l'aide des Équations (62).

$$\begin{aligned} F_{aH}(1) &= \frac{1}{2} [-45,9 - 20\lg f_{MHz} + A_i(1,2) + A_i(1,3) - A_i(2,3) + K(1,2) + K(1,3) - K(2,3)] \\ F_{aH}(2) &= \frac{1}{2} [-45,9 - 20\lg f_{MHz} + A_i(1,2) - A_i(1,3) + A_i(2,3) + K(1,2) - K(1,3) + K(2,3)] \text{ en dB(S/m)} \\ F_{aH}(3) &= \frac{1}{2} [-45,9 - 20\lg f_{MHz} - A_i(1,2) + A_i(1,3) + A_i(2,3) - K(1,2) + K(1,3) + K(2,3)] \end{aligned} \quad (62)$$

où

f_{MHz} est la fréquence en MHz;

$A_i(i,j)$ est la SIL entre l'antenne i et l'antenne j . Lorsqu'elle est mesurée à l'aide d'un analyseur de réseau, la perte d'insertion de l'emplacement est donnée par l'Équation (63)

$$A_i(i,j) = -20\lg|S_{21}(i,j)| \text{ en dB} \quad (63)$$

$K(i,j)$ est la fonction présentée dans l'Équation (64), reposant sur une équation de Neumann modifiée pour la paire d'antennes (i,j)

$$K(i,j) = 20\lg \left(\frac{1}{4\pi S_i S_j} \left| \oint_{C_j} \oint_{C_i} \frac{e^{-jBR}}{R} ds_i \cdot ds_j \right| \right) \text{ en dB(m}^{-3}\text{)} \quad (64)$$

et

S_i, S_j sont les surfaces géométriques ($r^2\pi$) en m² des antennes i et j , respectivement;

C_i, C_j sont les courbes fermées qui entourent l'élément de boucle des antennes i et j , respectivement;

ds_i, ds_j sont les vecteurs de segments infinitésimaux des éléments de boucle des antennes i et j , respectivement;

R est la distance, en m, entre les segments ds_i et ds_j .

Si les trois antennes boucles sont des cercles vrais et qu'une distribution de courant homogène le long de chaque boucle est prise pour hypothèse, l'Équation (64) peut être exprimée approximativement sous la forme suivante:

$$K(i, j) = 20 \lg \left(\frac{\sqrt{1 + \beta^2 R_0^2(i, j)}}{2\pi R_0^3(i, j)} \left[1 + \frac{15}{8} \left(\frac{r_i r_j}{R_0^2(i, j)} \right)^2 + \frac{315}{64} \left(\frac{r_i r_j}{R_0^2(i, j)} \right)^4 \right] \right) \text{ en dB(m}^{-3}\text{)} \quad (65)$$

L'Équation (65) est appelée formule de Greene [70], où

$$R_0(i, j) = \sqrt{d_{ij}^2 + r_i^2 + r_j^2} \text{ en m} \quad (66)$$

r_i, r_j sont les rayons, en m, des antennes i et j , respectivement;

d_{ij} est la distance, en m, entre les centres de boucles des antennes i et j ;

β est le nombre d'ondes ($=2\pi/\lambda$) en m^{-1} .

L'Équation (65) est valable à condition que $\beta R_0(i, j) \leq 1,0$ et $r_i r_j / R_0^2(i, j) \leq 1/16$. L'Équation (64) et l'Équation (65) peuvent être satisfaites si la distribution de courant sur les deux antennes boucles est uniforme. Pour étalonner les antennes boucles avec exactitude, le rayon de l'antenne boucle utilisée comme boucle d'émission doit être dans les limites déduites. Par exemple, le Tableau 15 présente des combinaisons pertinentes pour r_i , r_j , et d_{ij} , et indique l'erreur de la formule de Greene à la fréquence la plus élevée de 30 MHz. L'influence de la fréquence de l'erreur est représentée à la Figure 22. Il convient de choisir la distance entre les centres de boucle entre une paire d'antennes, d_{ij} , de manière à satisfaire les conditions, et doit être aussi petite que possible pour réduire le plus possible les influences de l'environnement. Il convient de noter que les autres termes d'incertitude, tels que l'incertitude de positionnement, augmentent au fur et à mesure de la diminution de la séparation.

Une estimation de l'influence d'un plan de masse avec différentes distances de séparation de boucle d_{ij} comprises entre 0,1 m et 1,0 m est donnée à la Figure 23. La Figure 23 est obtenue en normalisant les SIL entre deux antennes boucles de 60 cm de diamètre placées 1,3 m et 2,5 m au-dessus d'un plan de masse en fonction des SIL en espace libre. Un OATS ou une SAC peut être utilisé(e) comme emplacement d'essai pour l'étalonnage, dont l'influence particulière doit être prise en considération pour l'estimation de l'incertitude de mesure d'étalonnage. L'influence du plan de masse dépend également de la position des fentes d'alimentation des deux antennes boucles.

En variante aux Équations (62), les Équations (67) peuvent être utilisées, lesquelles reposent sur une approche de simulation numérique. L'approche de simulation numérique présente l'avantage de prendre en compte la distribution de courant hétérogène. Les conditions exigées pour l'application de la formule de Greene ne s'appliquent pas pour l'approche de simulation numérique. Il n'est pas nécessaire de tenir compte de l'erreur donnée dans le Tableau 15.

$$\begin{aligned} F_{aH}(1) &= \frac{1}{2} [A_i(1,2) + A_i(1,3) - A_i(2,3) - A_N(1,2) - A_N(1,3) + A_N(2,3)] \\ F_{aH}(2) &= \frac{1}{2} [A_i(1,2) - A_i(1,3) + A_i(2,3) - A_N(1,2) + A_N(1,3) - A_N(2,3)] \text{ en dB(S/m)} \\ F_{aH}(3) &= \frac{1}{2} [-A_i(1,2) + A_i(1,3) + A_i(2,3) + A_N(1,2) - A_N(1,3) - A_N(2,3)] \end{aligned} \quad (67)$$

où

$A_i(i,j)$ est la SIL entre l'antenne i et l'antenne j . Lorsqu'elle est mesurée à l'aide d'un analyseur de réseau, la perte d'insertion de l'emplacement est donnée par l'Équation (63).

$A_N(i,j)$ est la perte d'insertion normalisée de l'emplacement (NSIL – normalized site insertion loss) calculée par le NEC. La même configuration de boucle doit être utilisée pour la simulation et l'étalonnage. Il est prévu que des informations supplémentaires relatives au calcul de l'atténuation de l'emplacement normalisée dans les prochaines éditions de la CISPR 16-1-4³

La formule de Greene ne s'applique pas si les antennes ne sont pas de forme circulaire. Pour les formes carrées, il est envisageable de modifier l'Équation (65) par un facteur de correction pour r_i ou r_j où

$$r_i = 1,13(s_i/2) \text{ et } r_j = 1,13(s_j/2) \quad (68)$$

r_i, r_j sont les rayons, en m, des antennes i et j , respectivement;

s_i, s_j sont les longueurs latérales, en m, des boucles carrées i et j , respectivement.

Pour obtenir $K(i,j)$ avec exactitude pour des boucles carrées ou obtenir $K(i,j)$ pour d'autres formes d'antenne boucle, il convient de calculer $K(i,j)$ selon l'Équation (64) à l'aide d'une intégration numérique.

L'exactitude de la formule de Greene est estimée en calculant la différence selon l'Équation (69) entre le facteur d'antenne champ magnétique déterminé par l'application de la formule de Greene et le facteur d'antenne champ magnétique déterminé par simulation numérique. L'exactitude de la formule intégrale de l'Équation (64) est estimée en calculant la différence selon l'Équation (71) entre le facteur d'antenne champ magnétique déterminé par l'application de la formule intégrale et le facteur d'antenne champ magnétique déterminé par simulation numérique. Les résultats sont représentés à la Figure 22, dans laquelle une exactitude diminuée à l'extrémité supérieure de fréquence peut être observée.

$$\Delta F_{aH,G} = F_{aH,G} - F_{aH,num} \quad (69)$$

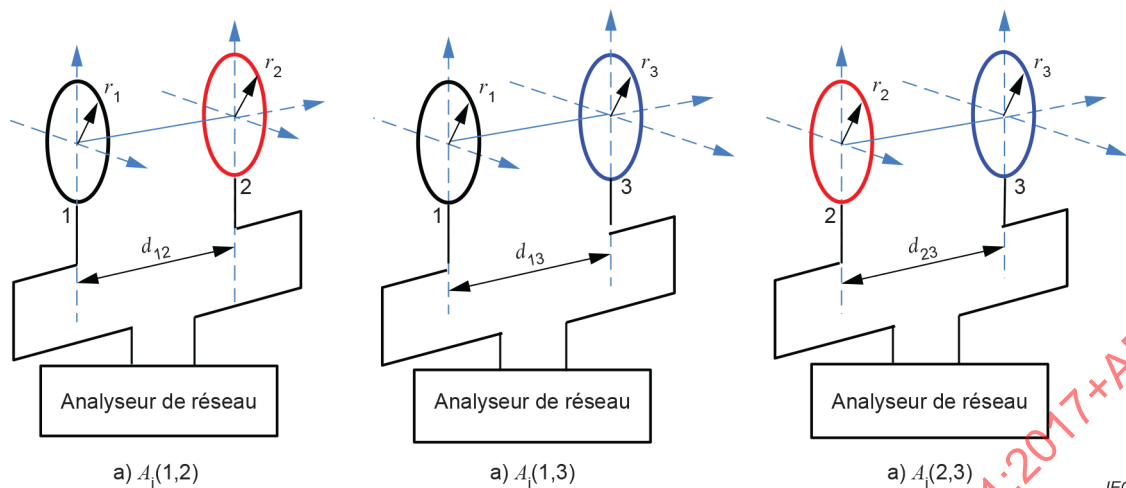
$$\Delta F_{aH,I} = F_{aH,I} - F_{aH,num} \quad (70)$$

$F_{aH,G}$ est le facteur d'antenne champ magnétique déterminé par l'application de la formule de Greene,

$F_{aH,I}$ est le facteur d'antenne champ magnétique déterminé par l'application de la formule intégrale;

$F_{aH,num}$ est le facteur d'antenne champ magnétique déterminé par simulation numérique.

3 Comme cela est indiqué, par exemple, en 10.6 de la CIS/A/1240/RM, un projet est en cours pour amender la CISPR 16-1-4 et inclure la validation de l'emplacement sous 30 MHz. Au moment de l'élaboration du présent FDIS, les documents les plus récents concernant ce projet sont le CIS/A/1323/CDV et le CIS/A/1288/CC.



NOTE Les points d'alimentation peuvent être placés au sommet des antennes boucles.

Figure 21 – Dispositions de paires d'antennes boucles pour la méthode des trois antennes

Tableau 15 – Exemples d'utilisation valable de l'Equation (65)

Rayon de boucle r_i [m]	Rayon de boucle r_j [m]	Distance d_{ij} [m]	$\beta R_0(i, j)$	$r_i r_j / R_0^2(i, j)$	Erreur due à une distribution de courant non constante à 30 MHz [dB]
0,05	0,3	0,39	0,31	0,061 3	0,13
0,15	0,3	0,78	0,53	0,062 4	0,33
0,05	0,15	0,31	0,22	0,061 9	0,07
0,15	0,15	0,57	0,38	0,060 8	0,18
0,05 (NOTE 1)	0,05	0,2	0,13	0,055 6	0,05
0,3 (NOTE 2)	0,3	1,2	0,8	0,055 6	0,53

NOTE 1 Si les deux rayons de boucle sont très petits, l'exactitude de la formule de Greene est excellente, avec une erreur de seulement 0,05 dB.

NOTE 2 Si une antenne d'émission ainsi qu'une antenne de réception de rayon important sont utilisées, l'effet de la distribution de courant hétérogène peut donner lieu à une erreur relativement importante de 0,53 dB.

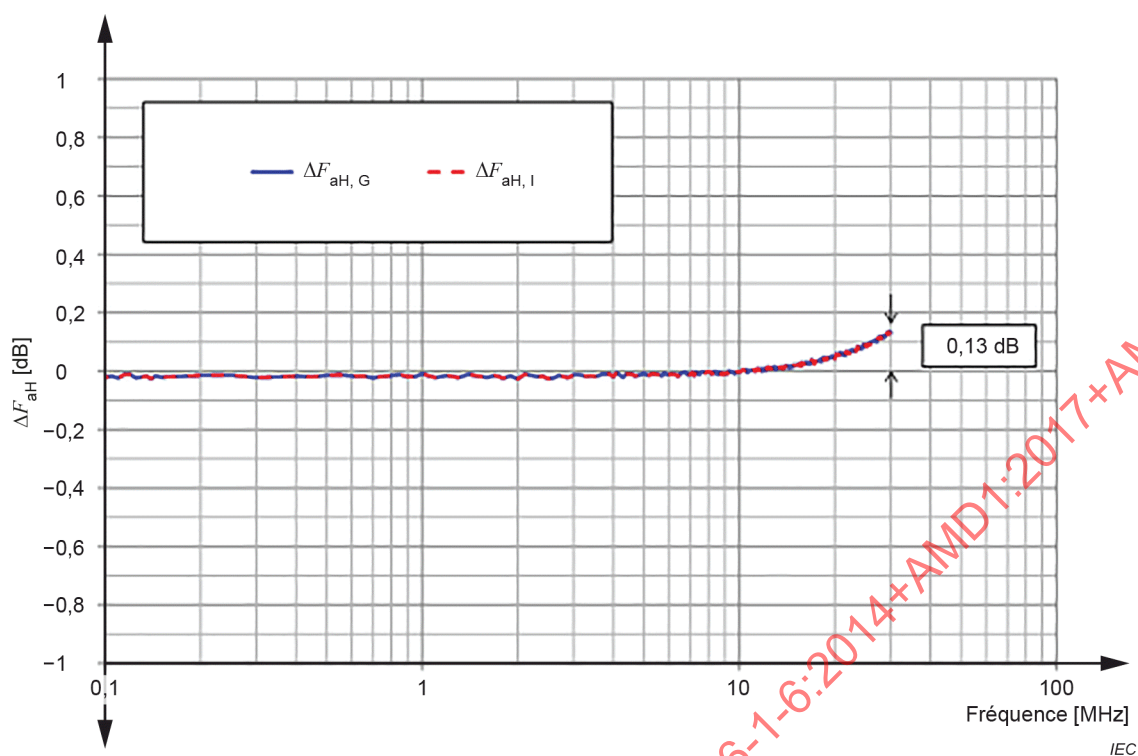
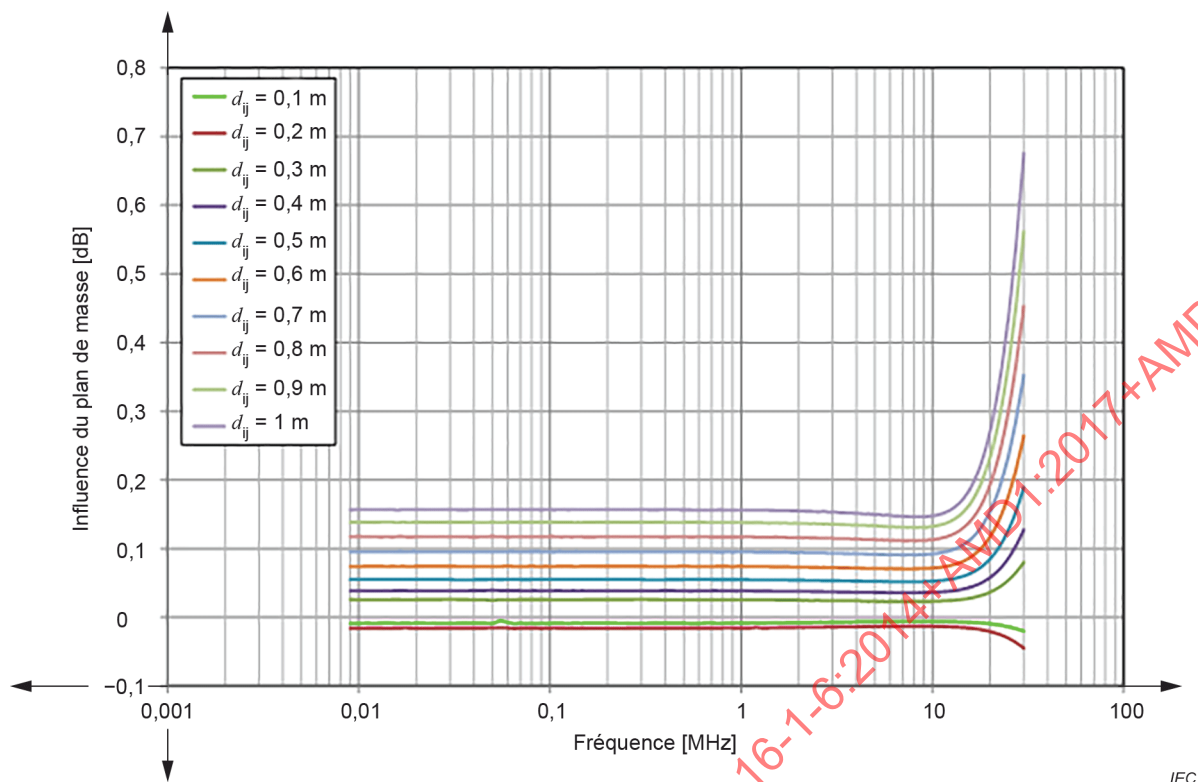
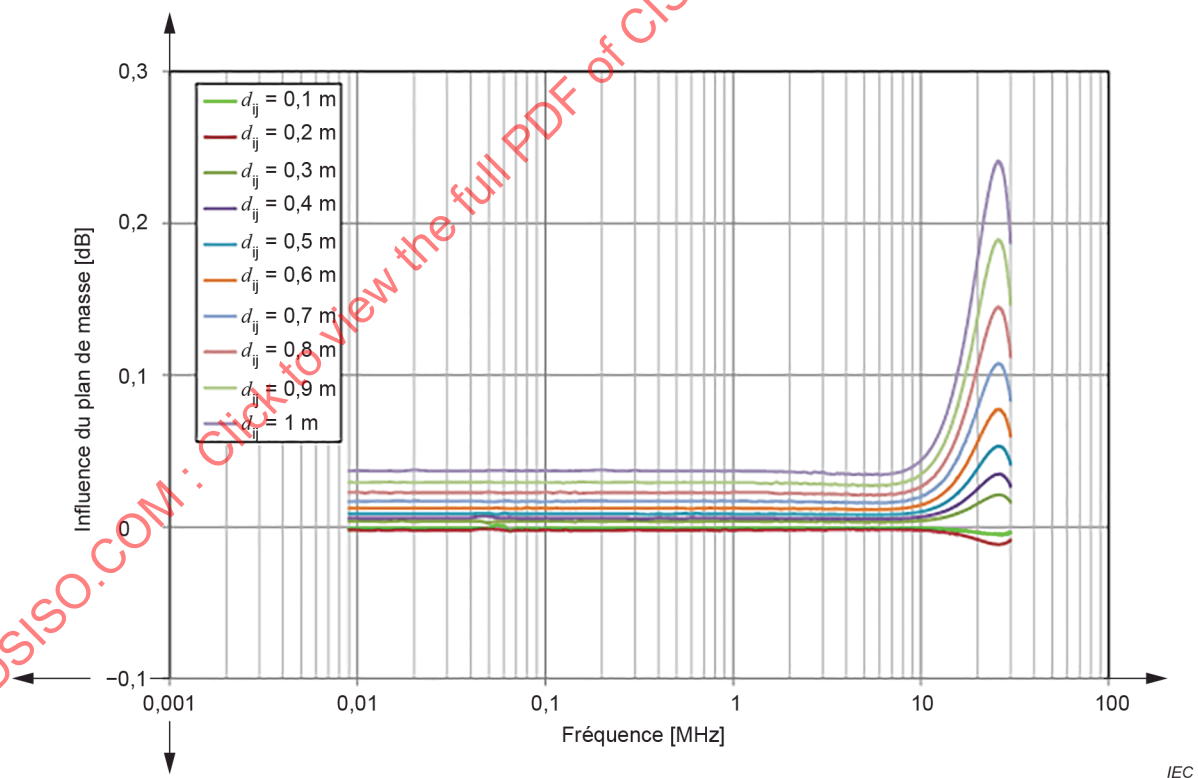


Figure 22 – Exactitude de la formule de Greene et de la formule intégrale par rapport à la fréquence pour $r_i = 0,05$ m, $r_j = 0,3$ m, et $d = 0,39$ m



a) 1,3 m au-dessus du plan de masse



b) 2,5 m au-dessus du plan de masse

**Figure 23 – Exemples de l'influence du plan de masse
sur la SIL en condition d'espace libre**

5.2.3.3 Incertitudes de mesure pour les résultats d'étalonnage TAM

Un exemple de budget d'incertitude estimé pour les résultats F_{aH} d'étalonnage TAM à 30 MHz est présenté dans le Tableau 16 et dans le Tableau 18. Les incertitudes types composées pour les résultats de SIL $A_i(i,j)$ et le paramètre de configuration $K(i,j)$ sont utilisés en entrées pour l'incertitude élargie F_{aH} du Tableau 18.

L'incertitude élargie des résultats de mesure F_{aH} dépend largement de la taille de l'AUC, car $K(i,j)$ selon l'Équation (65) est une fonction de la distance de séparation, des rayons des deux antennes boucles et du défaut d'alignement.

La Figure 24 représente les définitions des paramètres utilisés dans l'évaluation d'incertitude pour $K(i,j)$:

- défaut d'alignement sur l'axe x , incertitude de m (non représenté à la Figure 24);
- défaut d'alignement sur l'axe y , incertitude de d_{ij} ;
- défaut d'alignement sur l'axe z , incertitude de l (décalage de l'axe z);
- défaut d'alignement autour de l'axe x , incertitude de θ_i et θ_j ;
- défaut d'alignement autour de l'axe y , incertitude de Θ_i et Θ_j (non représenté à la Figure 24);
- défaut d'alignement autour de l'axe z , incertitude de ϕ_i et ϕ_j (non représenté à la Figure 24).

L'influence du défaut d'alignement ne peut pas être déduite avec la formule de Greene, les simulations NEC sont donc utilisées à sa place. La composante de l'incertitude dans K (donnée sous la forme δA_{SIL}) est déduite des différences dans les valeurs NEC SIL calculées.

Une solution facile de calcul de l'incertitude de mesure consiste à utiliser une approche mixte. L'incertitude de K est calculée par une méthode numérique, alors que les contributions à l'incertitude restantes sont combinées à l'aide de la loi de propagation des incertitudes.

La fonction de mesure de F_{aH} est donnée dans l'Équation (71).

$$F_{aH}(1) = \frac{1}{2} \left[-45,9 - 20 \lg f_{\text{MHz}} + A_i(1,2) + A_i(1,3) - A_i(2,3) + K(1,2) + K(1,3) - K(2,3) \right] \quad (71)$$

Étant donné que l'inexactitude de fréquence peut être ignorée, la contribution du terme f_{MHz} est ignorée dans l'analyse.

La fonction de mesure de $A_i(i,j)$ est donnée dans l'Équation (72).

$$\delta A_i(i,j) = \delta A_{\text{LIN}} + \delta A_{\text{M}} + \delta A_{\text{L}} + \delta A_{\text{SNR}} + \delta A_{\text{BS}} \quad (72)$$

La fonction de mesure de $K(i,j)$ est donnée dans l'Équation (73).

$$\begin{aligned} \delta K(i,j) = & \delta A_{\text{SIL}}(r_1, \delta r_1, r_2, \delta r_2, d_{12}, \delta d_{12}, \delta m, \delta l, \delta \theta_1, \delta \theta_2, \delta \Theta_1, \delta \Theta_2, \delta \phi_1, \delta \phi_2) \\ & + \delta A_{\text{coup}} + \delta A_{\text{approx}} \end{aligned} \quad (73)$$

Tableau 16 – Exemple de budget d'incertitude pour la perte d'insertion de l'emplacement $A_{(i,j)}$

Source d'incertitude ou grandeur X_i		Valeur dB	Loi de probabilité	Diviseur	Sensibilité	u_i dB
Linéarité du récepteur dans l'analyseur de réseau	δA_{LIN}	0,10	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	0,06
Désadaptation de l'antenne d'émission et désadaptation de l'antenne de réception	δA_M	0,17	En forme de U	$\sqrt{2}$	1	0,12
Fuite entre les câbles coaxiaux	δA_L	0,09	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	0,05
Rapport signal/bruit	δA_{SNR}	0,01	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	0,01
Câble de flexion et de tension	δA_{BS}	0,10	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	0,06
Incertitude type composée						0,15

NOTE La valeur d'incertitude du rapport signal/bruit dépend de la fréquence de mesure, des rayons des antennes boucles, de la distance entre deux antennes boucles et des instruments de mesure comme un VNA ou un analyseur de spectre avec générateur de poursuite. Par exemple, avec $r_1 = r_2 = 5 \text{ cm}$, $d = 10 \text{ cm}$, une fréquence de 10 kHz et un VNA est utilisé, puis la valeur d'incertitude du rapport signal/bruit peut être supérieure à 1,0 dB.

Tableau 17 – Exemple de budget d'incertitude pour $K(i,j)$ utilisé par la méthode TAM

Source d'incertitude ou grandeur X_i		Valeur	Loi de probabilité
Positionnement des antennes boucles	δA_{SIL}		
Rayon d'antenne 1 ($r_1 = 0,05 \text{ m}$)	δr_1	0,002 m	Rectangulaire
Rayon d'antenne 2 ($r_2 = 0,3 \text{ m}$)	δr_2	0,002 m	Rectangulaire
Distance (défaut d'alignement sur l'axe y , $d_{12} = 0,31 \text{ m}$)	Δd_{12}	0,01 m	Rectangulaire
Défaut d'alignement sur l'axe x	δm	0,01 m	Rectangulaire
Défaut d'alignement sur l'axe z	δl	0,01 m	Rectangulaire
Défaut d'alignement autour de l'axe x , antenne 1	$\delta \theta_1$	5°	Rectangulaire
Défaut d'alignement autour de l'axe y , antenne 1	$\delta \Theta_1$	1°	Rectangulaire
Défaut d'alignement autour de l'axe z , antenne 1	$\delta \varphi_1$	5°	Rectangulaire
Défaut d'alignement autour de l'axe x , antenne 2	$\delta \theta_2$	5°	Rectangulaire
Défaut d'alignement autour de l'axe y , antenne 2	$\delta \Theta_2$	1°	Rectangulaire
Défaut d'alignement autour de l'axe z , antenne 2	$\delta \varphi_2$	5°	Rectangulaire
Couplage avec le plan de masse	δA_{coup}	0,1 dB	Rectangulaire
Erreur d'approximation dans l'Équation (65) (NOTE)	δA_{approx}	0,13 dB	Rectangulaire
Incertitude élargie, $U (k = 2)$			0,8 dB

NOTE Si la formule de Greene [Équation (65)] est utilisée, il y a une erreur, car la formule n'est qu'une approximation de l'Équation (64). Une estimation de cette erreur est présentée dans le Tableau 15 et représentée à la Figure 21. Cette contribution ne s'applique pas si une approche numérique est utilisée [voir l'Équation (67)].

Tableau 18 – Exemple de budget d'incertitude pour F_{aH} d'une antenne boucle, déterminé par la méthode à trois antennes (TAM) – incertitude élargie à 30 MHz

[illegible]

5.2.4 Méthode de la sonde de courant (CPM)

5.2.4.1 Généralités

Pour un étalonnage CPM (classé en tant que méthode SFM), une intensité de champ magnétique calculable est émise à partir d'une antenne boucle circulaire non blindée monotour. Le facteur d'antenne champ magnétique d'une AUC boucle, $F_{aH}(AUC)$, est déterminé par le rapport de l'intensité de champ magnétique au niveau de l'AUC, H en A/m, sur la tension induite à la sortie de l'AUC, V en V, comme cela est indiqué dans l'Équation (74).

$$F_{aH}(AUC) = \frac{H}{V} \text{ en S/m} \quad (74)$$

Pour une paire d'antennes boucles alignées de manière coaxiale dans la région de champ proche l'une de l'autre (voir la Figure 25), l'antenne boucle d'émission transportant le courant I_1 , en A, génère une intensité de champ magnétique, à partir de laquelle l'intensité de champ moyenne au niveau de l'antenne boucle de réception H_{av} , en dB(A/m), est donnée par l'Équation (75).

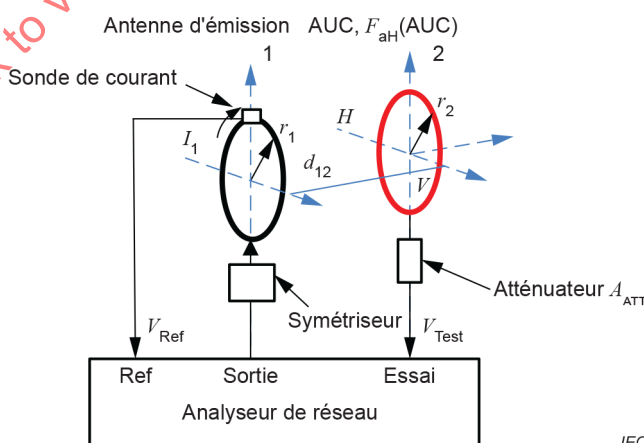
$$H_{av} = 20 \lg I_1 + 20 \lg S_1 + K(1,2) \text{ en dB(A/m)} \quad (75)$$

où

S_1 est la surface géométrique de l'antenne boucle d'émission, en m²;

$K(1,2)$ est donné par l'Équation (64) ou l'Équation (65) pour les boucles circulaires, en dB(m⁻³).

Il convient de choisir soigneusement la distance de centre de boucle entre une paire d'antennes, d_{ij} , de manière à satisfaire aux conditions de la formule de Greene (voir le Tableau 15 de 5.2.3.2).



NOTE Le point d'alimentation de l'antenne de réception peut être placé au sommet de l'antenne.

Figure 25 – Disposition de l'antenne pour la méthode de la sonde de courant (CPM)

5.2.4.2 Procédure d'étalonnage

L'étalonnage de la sonde de courant (transducteur) doit déterminer le courant de ligne I_1 pour les mesurages d'étalonnage SFM par la méthode de la sonde de courant. Si un analyseur de réseau à trois accès est utilisé avec une sonde de courant, comme cela est représenté à la Figure 25 (voir 5.2.4.1) [15], le courant de l'élément d'antenne boucle d'émission I_1 , en A, peut être estimé à partir de la tension de sortie de la sonde V_{Ref} , en V, qui est mesurée au niveau de l'accès de référence de l'analyseur de réseau selon l'Équation (76):

$$I_1 = \frac{V_{\text{Ref}}}{|Z|} \text{ en A} \quad (76)$$

où l'impédance de transfert de la sonde de courant est indiquée par Z en Ω . En référence à l'Équation (74) et à l'Équation (75), le facteur d'antenne champ magnétique d'une AUC boucle est donné par l'Équation (77)

$$F_{\text{aH}}(\text{AUC}) = A_i(1,2) + 20\lg(\pi r_1^2) + K(1,2) - 20\lg|Z| \text{ en dB(S/m)} \quad (77)$$

où la perte d'insertion de l'emplacement est donnée par l'Équation (78)

$$A_i = 20\lg\left(\frac{V_{\text{Ref}}}{V}\right) \text{ en dB, et} \quad (78)$$

et avec

r_1 est le rayon de l'antenne d'émission en m;

V est la tension de sortie de l'AUC en V, et $V = V_{\text{Test}} + A_{\text{ATT}}$ en dBV, et A_{ATT} représente les valeurs d'atténuation de tous les atténuateurs et câbles à l'intérieur du chemin 2 de l'antenne;

$|Z|$ est l'impédance de transfert de la sonde de courant, en Ω .

L'impédance de transfert de la sonde de courant, Z , doit être étalonnée conformément aux méthodes de la CISPR 16-1-2.

La méthode de la sonde de courant peut également être mise en œuvre à l'aide d'un analyseur de réseau à deux accès. Avec une configuration d'instrumentation d'analyseur de réseau à deux accès, la tension de sortie V de l'AUC et la tension de référence V_{Ref} de boucle d'émission sont mesurées séparément.

Si un symétriseur, représenté à la Figure 25, est utilisé, son rapport d'impédance doit être d'au moins 2:1. Le symétriseur est utilisé pour diminuer l'impédance source à 25 Ω ou moins et donc augmenter le courant I_1 .

Les exigences relatives à la sonde de courant dans les mesurages CPM sont les suivantes.

- a) Le corps de la sonde ne doit pas avoir d'influence sur l'intensité de champ magnétique de la boucle d'émission. Cette condition est satisfaite si la taille de la sonde est petite comparée à celle de la boucle. L'influence du corps de la sonde doit être déterminée en observant le résultat d'intensité du champ magnétique en présence et en l'absence de la sonde.
- b) Le câble de la sonde ne doit pas avoir d'influence sur l'intensité de champ magnétique de la boucle d'émission. Cela peut être déterminé en observant l'intensité de champ magnétique lorsque le câble est placé dans différentes positions. Si le câble de la sonde a une influence, des ferrites peuvent être utilisées pour la réduire.
- c) La sortie de la sonde ne doit pas dépendre du sens du courant. Certaines sondes de courant présentent une dépendance au sens du courant à l'extrémité supérieure de la plage de fréquences. Cela peut être estimé en faisant pivoter la sonde sur la boucle d'émission, dans la mesure du possible.
- d) La sonde doit généralement présenter une réponse plate de l'impédance de transfert et doit être étalonnée selon un pas de fréquence raisonnablement fin (faible discrétisation).
- e) La position de la sonde peut avoir un effet sur le courant mesuré, en raison de la distribution de courant hétérogène autour de la circonférence de la boucle. Il convient généralement que cet effet soit négligeable compte tenu du petit rayon de la boucle.

5.2.4.3 Incertitudes de mesure pour les résultats d'étalonnage CPM

La fonction de mesure reposant sur l'Équation (77) pour une antenne d'émission circulaire est donnée dans l'Équation (79)

$$F_{aH}(AUC) = A_i(1,2) + 20\lg(\pi r_1^2) + K(1,2) - 20\lg(Z) + \delta A_{coup} \quad (79)$$

L'incertitude du résultat de mesure de l'étalonnage de la sonde de courant est indiquée dans le Tableau 20.

Tableau 19 – Exemple de budget d'incertitude pour F_{aH} d'une antenne boucle, déterminé par la méthode de la sonde de courant – incertitude élargie à 30 MHz

Source d'incertitude ou grandeur X_i		Valeur	Loi de probabilité	Diviseur	Sensibilité	u_i dB
Perte d'insertion de l'emplacement (NOTE 1)	$A_i(1,2)$	0,15 dB	Normal ($k = 1$)	1	1	0,15
Rayon de la boucle (NOTE 2)	r_1	0,002 m	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	347	0,40
Formule de Greene (NOTE 3)	$K(1,2)$	0,38 dB	Normal ($k = 1$)	1	1	0,38
Impédance de transfert (NOTE 4)	$ Z $	0,23 dB	Normal ($k = 1$)	1	-1	0,23
Couplage avec le voisinage (NOTE 5)	δA_{coup}	0,1 dB	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	0,06
Incertitude type composée, u_c						0,62
Incertitude élargie, U ($k = 2$)						1,24
NOTE 1 Voir le Tableau 16 pour l'incertitude de mesure de la perte d'insertion de l'emplacement.						
NOTE 2 Un rayon de 5 cm avec une incertitude de 2 mm est pris pour hypothèse pour la boucle d'émission. Le coefficient de sensibilité est égal à $40/[r_1 \times \ln(10)]$, ce qui signifie que la sensibilité diminue au fur et à mesure de l'augmentation du diamètre de boucle d'émission.						
NOTE 3 Voir 5.2.3.3 pour l'incertitude de $K(1,2)$. Par hypothèse, le rayon de l'antenne de réception est de 0,3 m et la distance de 0,5 m.						
NOTE 4 Voir le Tableau 20 pour l'incertitude de l'impédance de transfert.						
NOTE 5 Le couplage avec le voisinage est estimé par simulation ou mesurage. Si l'étalonnage est réalisé au-dessus du plan de masse, la Figure 23 peut être utilisée pour estimer le couplage.						

Tableau 20 – Exemple de budget d'incertitude pour l'impédance de transfert $|Z|$ selon la méthode du gabarit-support de la CISPR 16-1-2

Source d'incertitude ou grandeur X_i	Valeur dB	Loi de probabilité	Diviseur	Sensibilité	u_i dB
Réflexion du canal de référence	0,10	En forme de U	$\sqrt{2}$	1	0,07
Réflexion du câble du canal de référence	0,17	En forme de U	$\sqrt{2}$	1	0,12
Gabarit d'adaptateur coaxial	0,20	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	0,12
Répétabilité du connecteur	0,05	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	0,03
Exactitude de l'instrument	0,25	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	0,14
Incertitude type composée, u_c					0,23

5.2.5 Méthode de l'antenne étalon

5.2.5.1 Généralités

La méthode de l'antenne étalon est simple à mettre en œuvre, car ni une troisième antenne ni une sonde de courant n'est exigée. La traçabilité repose sur l'utilisation d'une antenne déjà étalonnée. Pour étalonner l'antenne étalon, la méthode à trois antennes (voir 5.2.3) ou la méthode des cellules TEM (voir 5.2.2) peut être utilisée.

De même, comme pour toutes les méthodes d'étalonnage normalisées, la plus grande contribution à l'incertitude de mesure du facteur d'antenne étalonné provient de l'antenne étalon. Par conséquent, l'incertitude de mesure des facteurs d'antenne obtenus à l'aide de la méthode de l'antenne étalon peut être plus importante que celle obtenue grâce à d'autres méthodes.

5.2.5.2 Procédure d'étalonnage

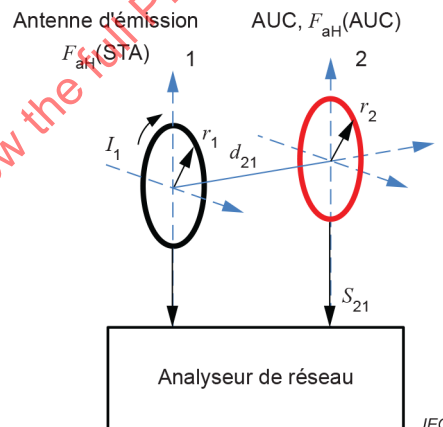
Le montage de mesure est représenté à la Figure 26. Le facteur d'antenne champ magnétique déduit de la SIL entre deux boucles est décrit par l'Équation (80). Si le facteur d'antenne champ magnétique de l'une des antennes est connu, le second facteur d'antenne peut être calculé à l'aide de l'Équation (80) ([72] et [73]).

$$F_{aH}(AUC) = -45,9 - 20 \lg f_{MHz} + A_i(1,2) + K(1,2) - F_{aH}(STA) \text{ en dB(S/m)} \quad (80)$$

où

$$A_i(1,2) = -20 \lg |S_{21}(1,2)| \text{ en dB, est la SIL} \quad (81)$$

- f_{MHz} est la fréquence en MHz;
 $K(1,2)$ est la formule de Greene selon l'Équation (64) ou l'Équation (65) pour les boucles circulaires, en dB(m⁻³).
 $F_{aH}(AUC)$ est le facteur d'antenne champ magnétique de l'AUC, en dB(S/m)
 $F_{aH}(STA)$ est le facteur d'antenne champ magnétique de l'antenne étalon, en dB(S/m)



NOTE Les points d'alimentation peuvent être placés au sommet des antennes boucles.

Figure 26 – Disposition de l'antenne pour la méthode de l'antenne étalon

5.2.5.3 Incertitudes de mesure pour les résultats d'étalonnage SAM

L'Équation (80) fait office de fonction de mesure, où l'inexactitude de fréquence est ignorée et l'influence du voisinage δA_{coup} ajoutée. Un exemple de budget d'incertitude de mesure pour le facteur d'antenne champ magnétique à 30 MHz est donné dans le Tableau 21. L'incertitude de mesure dépend essentiellement du facteur d'antenne champ magnétique de l'antenne boucle d'émission utilisée comme antenne étalon. De plus, la distance entre les antennes, ainsi que les rayons des antennes boucles, ont un effet sur l'incertitude de mesure. Par exemple, si l'incertitude de mesure du facteur d'antenne boucle d'émission est de 1,0 dB, cette méthode d'étalonnage donne une incertitude de mesure élargie de l'AUC de 1,3 dB.

Tableau 21 – Exemple de budget d'incertitude pour $F_{aH}(AUC)$ d'une antenne boucle, déterminé par la méthode de l'antenne étalon – incertitude élargie à 30 MHz

Source d'incertitude ou grandeur X_i		Valeur dB	Loi de probabilité	Diviseur	Sensibilité	u_i dB
Perte d'insertion de l'emplacement (NOTE 1)	$A_i(1,2)$	0,15	Normal ($k = 1$)	1	1	0,15
Formule de Greene (NOTE 2)	$K(1,2)$	0,38	Normal ($k = 1$)	1	1	0,38
AF de l'antenne étalon	$F_{aH}(STA)$	1,0	Normal ($k = 2$)	2	-1	0,50
Couplage avec le voisinage (NOTE 3)	δA_{coup}	0,2	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	0,12
Incertitude type composée, u_c						0,66
Incertitude élargie, U ($k = 2$)						1,31
NOTE 1 Voir le Tableau 16 pour l'incertitude de mesure de la perte d'insertion de l'emplacement.						
NOTE 2 Voir 5.2.3 pour l'incertitude de $K(1,2)$. Par hypothèse, le rayon de l'antenne de réception est de 0,3 m et la distance de 0,4 m. Par hypothèse, le rayon de la boucle d'émission est de 5 cm avec une exactitude de 2 mm.						
NOTE 3 Le couplage avec le voisinage doit être estimé par simulation ou mesurage. Si l'étalonnage est réalisé au-dessus du plan de masse, la Figure 23 peut être utilisée pour estimer le couplage.						

6 Fréquences, matériel et vérifications de fonctionnement pour des étalonnages à des fréquences supérieures ou égales à 30 MHz

6.1 Fréquences d'étalonnage

6.1.1 Gammes et pas de fréquences d'étalonnage

Les mesurages du facteur F_a des antennes à large bande utilisées à des fréquences supérieures ou égales à 30 MHz doivent être effectués au moyen de méthodes par balayage de fréquence ou de l'équivalent du pas de fréquence maximal indiqué au Tableau 6. Les fréquences discrètes pour l'étalonnage des doublets accordés sont données en B.3.

Tableau 6 – Pas de fréquence pour l'étalonnage d'antennes à large bande

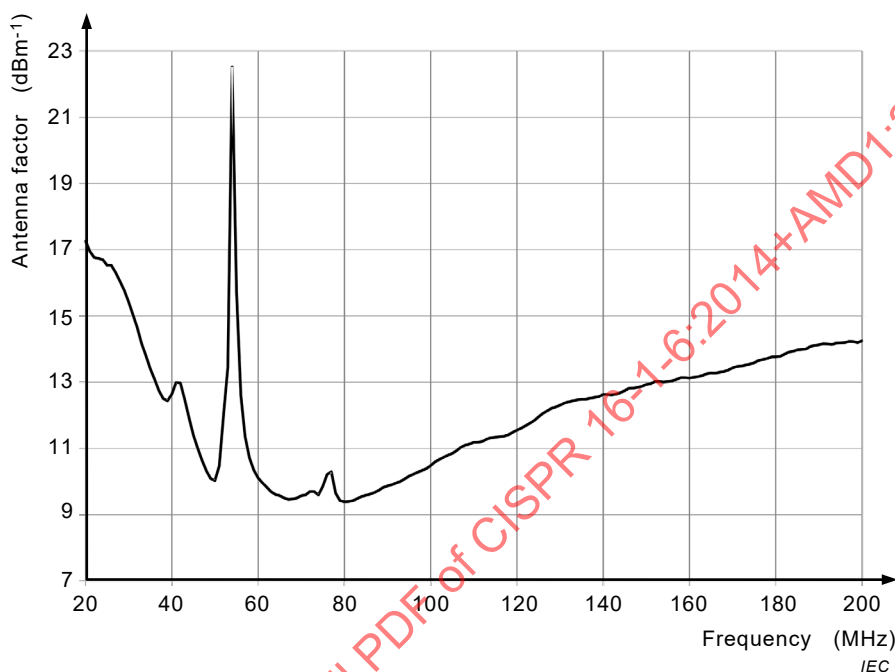
Gamme de fréquences	Pas maximal
30 MHz à 1 000 MHz	2 MHz
1 GHz à 3 GHz	10 MHz
Plus de 3 GHz	50 MHz

Si les mesurages sont effectués en extérieur, il peut exister certaines fréquences auxquelles les signaux ambiants génèrent des perturbations importantes. Pour ce type de fréquence désignée par f_1 , déterminer une fréquence f_2 où le signal ambiant est au moins de 30 dB inférieur au signal de mesure reçu. Les mesurages doivent être effectués à f_2 dans la gamme de fréquences $f_1 \pm \Delta f$, où Δf est égale à 1 MHz dans la gamme de fréquences comprise entre 30 MHz et 150 MHz, à 3 MHz dans la gamme de fréquences comprise entre 151 MHz et 300 MHz, et à 5 MHz dans la gamme de fréquences comprise entre 301 MHz et 1 000 MHz. La fréquence f_2 , et le motif de l'écart par rapport à la fréquence spécifiée doivent être documentés dans le rapport d'étalonnage. Au-delà d'une fréquence de 1 GHz, on peut éviter les signaux ambiants par une mesure dans une chambre anéchoïque blindée.

Certaines antennes présentent des résonances perçues comme des pointes dans un tracé du facteur d'antenne par rapport à la fréquence, comme dans l'exemple présenté sur la Figure 6.

Un pas d'étalonnage de 2 MHz est suffisant pour indiquer la présence d'une résonance pointue, mais peut ne pas saisir sa valeur de crête. L'étalonnage doit être effectué avec un pas de fréquence faible (c'est-à-dire voir A.8.6) ou une déclaration doit être ajoutée au certificat d'étalonnage stipulant que l'incertitude peut être plus grande dans la gamme de fréquences $0,985 f_{\text{res}} < f < 1,015 f_{\text{res}}$, où f_{res} est la fréquence de résonance.

NOTE Certains modèles d'antennes LPDA ou hybrides, dont les éléments doublets ne sont pas soudés ou protégés contre l'oxydation, génèrent des résonances du fait de la rupture du contact RF de certains de ces éléments doublets, ce qui fait généralement augmenter F_a de 2 dB à 5 dB. Ceci se produit notamment pour les antennes LPDA qui ont été également utilisées pour des essais d'immunité, avec des niveaux de puissance relativement élevés.



Légende

Anglais	Français
Antenna factor in dB/m	Facteur d'antenne en dB/m
Frequency in MHz	Fréquence en MHz

Figure 6 – Exemple de pointe résonnante due à des connexions d'éléments biconiques inadaptées, avec pas de 2 MHz

6.1.2 Fréquence de transition pour les antennes hybrides

Le principe de conception d'une antenne hybride est la combinaison d'une antenne biconique classique et d'une antenne LPDA de manière à couvrir la gamme de fréquences comprise entre 30 MHz et 1 GHz ou plus. Une antenne hybride à laquelle est associée une gamme de fréquences spécifiée comprise entre 30 MHz et 1 GHz peut être étalonnée par rapport à deux antennes hybrides appariées. Cependant, dans le cas où une incertitude inférieure est exigée pour F_a , une AUC hybride peut être étalonnée en deux étapes au moyen de la méthode TAM: une première étape d'étalonnage par rapport à deux antennes biconiques appariées et une deuxième étape d'étalonnage par rapport à deux antennes LPDA appariées. Dans ce cas, il est nécessaire de relier les deux ensembles de mesure de F_a à une fréquence de transition adaptée. En variante, la première étape peut être réalisée par la méthode SAM en utilisant une antenne STA biconique avec une fréquence pouvant aller jusqu'à 240 MHz; étant donné que la longueur d'onde est plus grande que les dimensions des éléments, il n'est pas nécessaire que la STA soit identique à l'AUC, tandis qu'il convient d'utiliser la méthode TAM pour des antennes LPDA non identiques. Si la méthode SSM est utilisée, noter qu'aux fréquences supérieures à 1 GHz, d'autres méthodes d'étalonnage décrites à l'Article 8 ou à

L'Article 9 doivent être utilisées, le cas échéant. Voir également 5.3.2 de la CISPR 16-1-5:2014 concernant la validation d'une FAR à utiliser avec cette méthode d'étalonnage.

La fréquence de transition optimale est obtenue par superposition des tracés de F_a par rapport à la fréquence, et par choix, par le biais d'un examen, de la bande de fréquences où il existe un ajustement entre les deux tracés. L'expérience acquise avec un grand nombre de modèles d'antenne hybride montre que ceci peut se produire dans la gamme de fréquences comprise entre 140 MHz et 240 MHz, plus généralement au voisinage de 180 MHz. À des fréquences moins élevées, les effets d'un couplage mutuel avec le plan de masse de référence, et à des fréquences plus élevées, les effets de la directivité de l'antenne, peuvent tous deux être à l'origine d'écarts entre les deux ensembles de résultats.

6.2 Exigences concernant les instruments de mesure pour les étalonnages d'antennes

6.2.1 Types de matériel

Tous les instruments doivent présenter une impédance nominale de 50Ω . L'instrument préférentiel pour les étalonnages d'antennes est un analyseur de réseau comportant une source de signal à balayage de fréquence et un récepteur de poursuite. Il est également possible d'utiliser un analyseur de spectre avec un générateur de poursuite, ou une combinaison d'un générateur de signaux et d'un récepteur commandée par ordinateur. Le terme générique "récepteur de mesure" (c'est-à-dire 3.1.4.1) désigne la partie réceptrice de ces instruments bien adaptés.

Le temps de balayage doit être déterminé au moyen de la méthode suivante, afin de s'assurer que le temps de maintien du signal permet de le mesurer intégralement au niveau du récepteur de mesure [1], notamment en cas de parcours de câbles longs. Placer deux antennes appariées sur un CALTS, à une hauteur fixe de 2 m et avec un espacement adéquat pour l'étalonnage d'antenne, de 10 m par exemple. Configurer le récepteur de mesure comme pour un étalonnage d'antenne, y compris le temps de balayage, la largeur de bande RF, le nombre de moyennes et le nombre de points de fréquence; ces paramètres de configuration peuvent être adaptés en vue d'un temps de balayage plus court dans une FAR. Régler progressivement le temps de balayage sur $T_{\min}$ jusqu'à ce que la réponse ne présente plus de variation. Le temps de balayage de $T_{\min}$ ou plus peut être utilisé pour les étalonnages.

Aux fréquences auxquelles le signal est de niveau zéro, tel que défini en 3.1.1.19, la comparaison des réponses peut ne pas être fiable. Il est recommandé d'observer les différences de réponses seulement pour un rapport signal/bruit {du récepteur} supérieur à 17 dB, si le récepteur utilisé comporte un détecteur de moyenne, ou un rapport signal/bruit {du récepteur} supérieur à 34 dB si un analyseur de réseau vectoriel (VNA) est utilisé; voir A.8.1 pour d'autres considérations.

NOTE 1 La réduction de la largeur de bande RF augmente la dynamique et réduit par ailleurs l'influence des signaux ambiants, mais peut également nécessiter un temps de maintien plus long.

NOTE 2 Lors des mesurages de SA (c'est-à-dire 8.4), il est supposé que la vitesse du mât motorisé permet d'effectuer le balayage de toute la gamme de fréquences avant que le mât ne se soit déplacé de plus de 2 cm à des fréquences supérieures à 300 MHz et de 5 cm à des fréquences inférieures à 300 MHz. Si la vitesse du mât est trop élevée, des erreurs peuvent se produire dans le calcul de l'AF en raison de la hauteur à laquelle le signal maximum est réellement enregistré, par opposition à la hauteur à laquelle il est calculé à l'aide de $e_0(i,j)|_{\max}$ dans l'Équation (C.27) (voir C.3.3). À une hauteur de balayage où de nombreux lobes maximaux sont obtenus, en particulier à des fréquences élevées, les valeurs maximales calculées et mesurées peuvent provenir de lobes différents et l'erreur sur l'AF peut être de l'ordre de 0,5 dB, ce qui apparaîtra sous forme d'élément de tracé non caractéristique sur une courbe de l'AF par rapport à la fréquence.

Quand l'étalonnage d'une antenne est effectué à l'aide de la méthode TAM ou de la méthode SSM, deux autres antennes de type analogue (c'est-à-dire des antennes appariées) couvrant la gamme de fréquences sont exigées (voir 8.2 et 8.4). Il peut s'agir d'autres AUC ou d'antennes du laboratoire d'étalonnage. Dans le cas de trois antennes non identifiées, un contrôle d'appropriation est recommandé pour s'assurer que les mesurages ne présentent aucune anomalie ou qu'une antenne n'est pas instable. Ceci peut être effectué en substituant une antenne STA à une antenne classique, sous la forme d'un essai ponctuel réalisé au début

d'une session d'étalonnage. La fiabilité en termes de traçabilité des résultats est assurée en utilisant au moins l'une des trois antennes dont l'AF est connu grâce à un historique de plusieurs étalonnages.

Des antennes appariées assurent différentes fonctions dans les mesurages effectués à l'aide de la méthode TAM ou de la méthode SAM. S'il s'agit de la méthode TAM, il est nécessaire que l'antenne soit d'un type analogue à celui décrit en 3.1.1.12. S'il s'agit de la méthode SAM, l'antenne appariée a pour fonction de créer un champ uniforme sur l'ouverture de l'AUC et de la STA. Quand un plan de masse de référence est utilisé, il est nécessaire que le diagramme de rayonnement de l'AUC soit très proche de celui de la STA. La définition de SIL donnée en 3.1.4.3 fait appel à la distinction entre une antenne de réception et d'émission; cette distinction se substitue à celle de l'AUC par opposition à l'antenne appariée. Les appellations "émission" et "réception" ne restreignent que faiblement la marge de manœuvre dans les mesures puisque les résultats de mesure sont les mêmes, quelle que soit l'antenne connectée au récepteur ou au générateur de signaux.

À des intervalles appropriés, et à des fins de traçabilité, la linéarité des instruments est vérifiée à l'aide d'atténuateurs étalonnés. Des mesurages sont effectués avec ces atténuateurs étalonnés à 10 dB, 30 dB ou 50 dB, par exemple, et des étalons de désadaptation. Les résultats sont comparés aux valeurs du certificat d'étalonnage à l'aide du critère E_n [8].

Un instrument de mesure de la distance identifiable (par exemple, ruban à mesurer ou mètre laser) est nécessaire pour mesurer la séparation et la hauteur des antennes. Le résultat des mesures RF est plus sensible à la hauteur au-dessus du plan de masse de référence qu'à la séparation. Dans le cas de la méthode TAM, les hauteurs et distances de séparation absolues sont fondamentales, tandis que dans le cas de la méthode SAM, le mesurage essentiel est le positionnement de l'AUC par rapport à la STA; la tolérance de position dans le cas de la méthode SAM est donnée en 8.3.2. Il convient de fixer la hauteur avec une tolérance de ± 10 mm; des écarts plus importants entraînent des incertitudes de mesure plus grandes. Il est possible de quantifier la tolérance et les incertitudes en effectuant un essai de sensibilité de la grandeur de SIL par variation de la hauteur.

La précision nécessaire de mesure de la séparation dépend de la distance absolue; plus la séparation est faible, plus la tolérance admissible est réduite. Pour une séparation de 10 mm, par exemple, une erreur de 10 mm dans le positionnement des deux antennes entraîne une contribution à l'incertitude dans l'intensité de champ en espace libre de $20 \lg(9,98/10)$ dB = 0,017 dB; une contribution à l'incertitude de 0,1 dB implique une erreur de séparation de 114 mm. Une erreur de séparation est plus grave lorsque la réflexion du plan de masse de référence est incluse, comme dans la méthode SSM, étant donné que la phase des signaux est concernée. Le balayage en hauteur compense en partie une erreur de distance, dans la mesure où il recherche la condition en phase. Dans ce cas, une erreur de séparation inférieure à $\pm \lambda/30$ est préférable. Dans le cas de la méthode SSM, la fréquence supérieure est de 1 GHz, $\lambda/30$ étant égale à 10 mm à cette fréquence.

L'intervalle de temps entre les mesurages de SIL des antennes AUC et STA doit toujours être minimal afin de limiter la dérive du générateur de signaux et du récepteur, ainsi que les effets des variations de température. La perte de transmission des câbles utilisés dans l'étalonnage des antennes varie avec la température. Il est recommandé que les câbles exposés à la lumière solaire directe aient un habillage blanc ou soient équipés d'une gaine blanche pour limiter les effets des variations de température provoquées par les variations de la lumière solaire directe dues à une nébulosité changeante.

Il convient de laisser se stabiliser la température des câbles lorsque ces derniers sont retirés d'un local chaud pour être placés dans un environnement extérieur froid, et lorsqu'ils sont laissés à l'extérieur en vue de leur réchauffement, passant de températures nocturnes à des températures diurnes. L'intervalle de temps maximum doit être évalué en fonction des conditions locales, en observant la variation du signal reçu, tandis que ni la source, ni le montage de mesure (y compris les câbles et les antennes) ne sont en aucun cas soumis à des perturbations.

6.2.2 Désadaptation

Les budgets d'incertitude de mesure indiqués dans la présente norme comprennent les incertitudes de désadaptation. Le présent paragraphe traite de l'incertitude due à la désadaptation du récepteur et de la source de signal avec les câbles et les atténuateurs, ainsi qu'à la désadaptation des antennes avec les câbles connectés. Les équations relatives aux incertitudes de désadaptation sont données à l'Annexe F.

NOTE 1 Bien que l'utilisation de lignes soit obsolète, le rapport ROS est souvent utilisé pour représenter la désadaptation de matériels tels que les atténuateurs et les récepteurs de mesure, mais il est plus courant d'exprimer les mesurages de désadaptation en termes d'affaiblissement de réflexion. La grandeur "affaiblissement de réflexion" est préférable au rapport ROS pour représenter l'amplitude mesurée de désadaptation des antennes.

L'antenne de réception doit indiquer au récepteur un affaiblissement de réflexion $> 20,9$ dB, qui peut habituellement être obtenu par la connexion d'un atténuateur de 6 dB au câble reliant l'antenne au récepteur. Noter que l'affaiblissement dû au câble lui-même fait partie de l'affaiblissement dû au rembourrage; dans le niveau d'affaiblissement dû au rembourrage, un compromis est fait entre l'obtention d'un rapport signal/bruit acceptable et une incertitude de désadaptation tout aussi acceptable.

Il est préférable d'utiliser des câbles simples plutôt que plusieurs câbles interconnectés, étant donné que chaque connexion participe à une incertitude de désadaptation. Pour des mesurages plus précis, notamment au-delà d'une fréquence de 1 GHz, un VNA peut être utilisé pour mesurer les coefficients de réflexion complexes, afin de corriger plus facilement l'incertitude de désadaptation qui se produit quand l'impédance présentée aux antennes d'émission et de réception n'est pas de 50 Ω . Les techniques de correction d'erreurs doivent être utilisées avec beaucoup de précaution dans des configurations où le déplacement de câbles est possible, ce qui peut rendre nulle la correction d'erreurs.

Dans les mesurages de niveau SIL effectués entre deux antennes (c'est-à-dire voir 7.2.2), on utilise deux sections distinctes de câble, dont l'une (appelée T) relie le port de sortie de la source de signal à l'accès d'antenne de l'antenne d'émission et l'autre (appelée R) relie l'accès d'antenne de l'antenne de réception au port d'entrée du récepteur de mesure. Les Équations (13) et (14) sont calculées à l'Annexe F et s'appliquent à une section de câble avec un atténuateur connecté, tel que mesuré avec un VNA à deux ports complets étaloné. La section de câble peut comprendre un atténuateur de rembourrage, tel qu'exigé, qui se situe habituellement à l'extrémité du câble connecté à l'antenne.

La valeur de la limite applicable à l'incertitude de désadaptation (voir NOTE 2) associée au transfert de puissance entre la source de signal et l'antenne d'émission est donnée par l'Équation (13). La valeur de la limite applicable à l'incertitude de désadaptation associée au transfert de puissance entre le récepteur et l'antenne de réception est donnée par l'Équation (14).

$$M_T^{\pm} = 20 \lg \left[1 \pm \left(|\Gamma_{aT}| |S_{11}| + |\Gamma_T| |S_{22}| + |\Gamma_{aT}| |\Gamma_T| |S_{11}| |S_{22}| + |\Gamma_{aT}| |\Gamma_T| |S_{21}|^2 \right) \right] \text{ en dB} \quad (13)$$

$$M_R^{\pm} = 20 \lg \left[1 \pm \left(|\Gamma_{aR}| |S_{11}| + |\Gamma_R| |S_{22}| + |\Gamma_{aR}| |\Gamma_R| |S_{11}| |S_{22}| + |\Gamma_{aR}| |\Gamma_R| |S_{21}|^2 \right) \right] \text{ en dB} \quad (14)$$

Les coefficients de réflexion et les paramètres S sont mesurés, où

- Γ_{aR} est le coefficient de réflexion de l'accès d'antenne de réception;
- Γ_{aT} est le coefficient de réflexion de l'accès d'antenne d'émission;
- Γ_T est le coefficient de réflexion du port de sortie de la source de signal;
- Γ_R est le coefficient de réflexion du port d'entrée du récepteur de mesure;

- S_{11} est le coefficient de réflexion de la section de câble R ou T reliant respectivement les accès des antennes de réception et d'émission, utilisé respectivement dans l'Équation (13) ou l'Équation (14);
- S_{21} est le coefficient de transmission (c'est-à-dire l'affaiblissement de réflexion) de la section de câble R ou T connectée respectivement aux accès des antennes de réception et d'émission, utilisé respectivement dans l'Équation (13) ou dans l'Équation (14);
- S_{22} est le coefficient de réflexion de la section de câble R ou T connectée respectivement au port d'entrée du récepteur de mesure ou au port de sortie de la source de signal, utilisé respectivement dans l'Équation (13) ou dans l'Équation (14).

Par exemple, si l'antenne et le récepteur de mesure ont un affaiblissement de réflexion de 20,9 dB (c'est-à-dire $|\Gamma_{aR}| = |\Gamma_R| = 0,091$), et si le câble de connexion a un rapport $|S_{11}| = |S_{22}| = 0,024$ et $|S_{21}| = 0,5$, alors l'Équation (14) génère une limite d'erreur de $M_R^{\pm} = 0,056$ dB.

NOTE 2 Une correction peut être appliquée pour réduire une erreur, mais en l'absence de correction, la valeur de l'erreur est considérée être la valeur de l'incertitude, qui est $M_R / \sqrt{2}$.

Dans les cas où les valeurs S_{11} et S_{22} des câbles sont très faibles, par exemple, à des fréquences inférieures à 200 MHz, les Équations (13) et (14) peuvent être simplifiées en mettant à zéro tous les termes multipliés par S_{11} et S_{22} .

6.2.3 Dynamique et reproductibilité de mesurage de SIL

La principale exigence concernant le mesurage précis de SIL entre deux antennes est la linéarité d'amplitude (parfois appelée exactitude dynamique). Il convient que l'objectif en matière de précision de linéarité soit de plus de $\pm 0,1$ dB par décade, mais il convient que le budget d'incertitude de mesure tienne compte de la linéarité réelle obtenue. Les mesurages d'antennes nécessitent généralement une dynamique de 60 dB ou plus; une méthode de détection de niveau zéro peut aussi être utilisée avec un atténuateur à gradins de précision. Pour une description de la méthode de détection de niveau, aussi connue comme méthode de substitution, voir 4.4.4.3.2 de CISPR 16-1-5.

Les câbles coaxiaux ne doivent pas être pliés sur un rayon plus élevé que leur rayon de courbure minimal spécifié au risque de présenter une désadaptation; en outre, lorsqu'ils ne font pas partie d'une configuration fixe permanente, ils peuvent, s'ils sont trop pliés, avoir des performances moins reproductibles. Si les câbles sont trop pliés, il convient de répéter les mesurages sur des câbles traversants pour s'assurer que la SIL n'a pas varié de plus de 0,2 dB.

L'affaiblissement typique entre deux antennes distantes de 10 m étant de l'ordre de 40 dB, il est recommandé d'utiliser deux atténuateurs fixes (par exemple, de 6 dB) pour réduire les incertitudes de désadaptation et un rapport signal/{bruit du récepteur} suffisant d'au moins 34 dB, est exigé pour limiter les incertitudes de mesure. L'adjonction d'un affaiblissement du câble augmente le rapport total de 90 dB environ. Il est possible de diminuer la valeur (en dB) de l'atténuateur en fonction de l'affaiblissement apporté par le câble. On définit habituellement la dynamique comme le rapport entre la valeur relevée maximale et le plancher de bruit. Une autre méthode qui permet d'améliorer l'incertitude de désadaptation consiste à utiliser un VNA étalonné et à retirer les atténuateurs si une plus grande dynamique est nécessaire. Dans ce cas, l'adaptation effective de la source et l'adaptation effective d'impédance doivent être utilisées pour calculer l'incertitude de désadaptation. Les adaptations effectives de la source et de l'impédance des VNA étalonnés sont supérieures à un affaiblissement de réflexion de 30 dB. Ceci peut impliquer une calibration deux ports complète (correction d'erreur à 12 termes) du VNA, laquelle peut ne convenir qu'à des méthodes mettant en œuvre des câbles plus courts.

6.2.4 Rapport signal/bruit

Le générateur de signaux doit fournir une puissance de sortie suffisante pour produire un signal, via les câbles et les antennes, à l'entrée du récepteur de mesure bien supérieur au niveau de bruit du récepteur. En supposant qu'un VNA est utilisé, il convient que le rapport signal/{bruit du récepteur} soit de 34 dB ou plus, mais dans le cas où un détecteur de moyenne est utilisé par le récepteur, ce rapport peut être réduit à 17 dB ou plus. Il convient que le rapport signal/perturbations soit de 30 dB ou plus, afin de réduire au minimum l'influence d'un signal ambiant sinusoïdal. Le bruit du récepteur peut être diminué en réduisant la largeur de bande de résolution comme cela est exigé. Voir également A.8.1 pour d'autres considérations.

Des amplificateurs de puissance peuvent être utilisés à la sortie du générateur de signaux afin d'élever le signal au-dessus du bruit ambiant et du bruit du récepteur. On doit toutefois veiller à satisfaire aux règlements des radiocommunications.

De plus, des préamplificateurs peuvent être utilisés à l'entrée du récepteur de mesure afin d'élever le signal au-dessus du bruit du récepteur. Toutefois, on doit veiller à éviter toute surcharge à l'entrée du préamplificateur, ainsi qu'à l'entrée du récepteur de mesure. La linéarité de chaque préamplificateur doit être vérifiée, notamment en présence de signaux ambiants de haut niveau. Des filtres peuvent être utilisés pour empêcher les signaux hors bande de saturer les préamplificateurs. Les erreurs hors bande et de saturation doivent être évaluées et incluses dans l'analyse d'incertitude de l'étalonnage des antennes. L'utilisation d'une FAR ou d'une SAC blindée peut éviter les problèmes engendrés par les perturbations ambiantes lors de l'étalonnage des antennes.

Lorsqu'un signal ambiant est présent dans la largeur de bande du récepteur de mesure lors du processus d'étalonnage, ainsi que le signal d'essai, l'erreur qui en résulte dépend de la nature du signal ambiant. Dans le cas où les signaux ambiants contiennent des composantes sinusoïdales (diffusions analogiques, par exemple), un rapport {signal-plus-signal ambiant}/signal ambiant plus élevé peut être exigé. Par exemple, un signal ambiant sinusoïdal de 20 dB inférieur à un signal d'essai sinusoïdal générerait une contribution à l'incertitude de 0,9 dB environ. Afin de réduire cette contribution à l'incertitude, il faut augmenter en conséquence le niveau du signal d'essai. Les signaux ambiants sinusoïdaux génèrent des contributions à l'incertitude plus importantes que les signaux à caractère de bruit ou à large bande; voir également le second alinéa de 6.1.1 concernant la méthode à appliquer pour éviter les mesurages sur les fréquences ambiantes.

6.2.5 Mâts et câbles d'antennes

Les réflexions indésirables des structures d'appui de l'antenne, ainsi que des câbles d'antenne et des câbles de commande, contribuent à des incertitudes systématiques dans l'étalonnage d'une antenne. Afin de limiter l'incertitude engendrée par ces réflexions à une valeur maximale de $\pm 0,5$ dB, il convient de choisir des mâts non métalliques légers (pour la méthode SSM, des mâts motorisés peuvent être plus robustes), conformément aux lignes directrices présentées en A.2.3.

Les câbles d'antennes doivent être orthogonaux aux éléments doublets des antennes, et acheminés à l'horizontale sur une longueur d'au moins 1 m en aval de l'antenne préalablement à un acheminement à la verticale vers le sol. Dans le cas d'une antenne à polarisation verticale, il convient de prolonger le câble d'antenne à l'horizontale en aval de l'antenne sur une longueur d'au moins 5 m préalablement à un acheminement à la verticale vers le sol. Pour des distances de moins de 5 m, l'incertitude de mesure doit être évaluée et appliquée en conséquence. Voir A.2.3 pour les moyens de quantification de cet effet. Ces lignes directrices s'appliquent principalement aux antennes doublets et biconiques, étant donné que les effets sont moins importants pour des antennes plus directives telles que les antennes LPDA.

6.3 Vérifications de fonctionnement d'une AUC

6.3.1 Généralités

Avant d'effectuer un étalonnage, l'intégrité de l'AUC doit être vérifiée. À moins qu'elle ne soit neuve, l'antenne doit faire l'objet d'un contrôle visuel afin de s'assurer qu'elle ne présente aucun dommage mécanique ou structurel ni aucun signe d'oxydation au niveau des surfaces de contact électrique. Le mesurage de l'affaiblissement de réflexion est facultatif, mais il constitue un essai rapide qui est vivement recommandé avant de mesurer l'AF, étant donné qu'un écart apparent par rapport aux données du fabricant peut indiquer si le mesurage plus long du facteur d'antenne mérite d'être réalisé.

Si l'affaiblissement de réflexion n'est pas mesuré en premier lieu et si l'AF mesuré diffère de manière évidente de l'étalonnage précédent ou des données du fabricant, il est recommandé de mesurer alors l'affaiblissement de réflexion, étant donné qu'un écart par rapport aux données du fabricant peut confirmer la présence d'une antenne défectueuse et permettre d'identifier la cause du défaut. Une méthode de mesure de l'affaiblissement de réflexion est donnée en A.8.7. La vérification de la profondeur de broche du connecteur (c'est-à-dire voir A.8.2) et la vérification des résonances pointues de la réponse en fréquence (c'est-à-dire voir A.8.6), sont également recommandées, mais sont toutefois facultatives.

6.3.2 Équilibre d'une antenne

Dans les mesurages d'étalonnage d'une antenne et des perturbations rayonnées, le symétriseur de l'antenne de réception peut générer des courants de mode commun sur le câble relié à cette même antenne. Ces courants de mode commun génèrent des champs EM qui peuvent être captés par l'antenne de réception, et qui peuvent par conséquent générer une incertitude systématique dans les résultats de mesure des perturbations rayonnées, ainsi que dans le mesurage du facteur d'antenne. Une méthode de mesure du déséquilibre est donnée en 4.5.4 de la CISPR 16-1-4:2010/2019. En cas d'indication d'un équilibre inadéquat du symétriseur, contribuant ainsi à exciter les courants de mode commun sur le conducteur extérieur du câble, des pinces en ferrite fixées sur le câble se révèlent partiellement efficaces dans l'amortissement de ces courants.

NOTE L'obtention d'un bon équilibre sur des symétriseurs à forte puissance peut être difficile et l'utilisation de ces derniers dans les antennes de réception n'est de ce fait pas recommandée. Une réparation est favorisée lorsque l'équilibre d'une antenne de réception se détériore, généralement à l'extrémité basse fréquence.

6.3.3 Caractéristique de polarisation croisée d'une antenne

Lorsqu'une antenne est positionnée en copolarisation dans un champ en ondes planes à polarisation linéaire, puis est soumise à une rotation à un angle de 90°, sa réjection de polarisation croisée doit être d'au moins 20 dB. L'alignement sur le vecteur du champ électrique de l'onde plane (en copolarisation) définit la condition où une ligne de référence mécanique de l'antenne est parallèle au vecteur du champ. La ligne de référence correspond aux axes doubles physiques des antennes doublets, biconiques, LPDA et hybrides, et à un plan physique pour les antennes cornets. Par exemple, dans un champ à polarisation verticale, la paroi latérale d'une antenne cornet, ou l'aube centrale d'une antenne DRH, est alignée verticalement.

Généralement, il n'est pas nécessaire de mesurer la caractéristique de polarisation croisée lors de chaque étalonnage d'antenne, mais il est vivement recommandé qu'il convienne au minimum que le fabricant de l'antenne fournisse les données de réjection de polarisation croisée. Les antennes doublets, biconiques et cornets satisfont habituellement de manière intrinsèque à l'exigence de 20 dB; toutefois, les éléments doublets d'antennes LPDA sont en cascade, de sorte que de nombreuses antennes LPDA et la partie LPDA des antennes hybrides ne satisfont pas à l'exigence de 20 dB, notamment à l'extrémité supérieure de leurs bandes de fréquences de fonctionnement (voir A.7). L'incertitude supplémentaire due à une réjection de polarisation croisée de moins de 20 dB doit être calculée, afin de pouvoir être utilisée dans le budget d'incertitude de mesure relatif à un essai de perturbation CEM.

Le mesurage d'une réponse en polarisation croisée avec une réjection de plus de 20 dB exige d'identifier une antenne appariée qui elle-même présente une réjection de polarisation croisée supérieure à 40 dB, telle qu'une antenne cornet à guide d'onde étalon. En règle générale, la polarisation croisée des antennes LPDA se dégrade au fur et à mesure que la fréquence augmente. Une antenne LPDA dont la fréquence supérieure spécifiée est de 2 GHz, par exemple, est susceptible de satisfaire à l'exigence de réjection de polarisation croisée de 20 dB à moins de 1 GHz, auquel cas il est nécessaire de mesurer la réponse en polarisation croisée à plus de 1 GHz; voir 4.5.5 de la CISPR 16-1-4:2010 à propos des méthodes de mesure. Une antenne doublet linéaire peut être utilisée, mais l'utilisation d'une antenne cornet se révèle plus pratique, dans la mesure où sa directivité présente ce remarquable avantage de réduire les signaux réfléchis. Les antennes cornets couvrent aussi généralement des gammes de fréquences plus larges que les antennes doublets. Il est nécessaire qu'une des antennes puisse pivoter sur un angle légèrement supérieur à 90° (voir aussi [14] pour d'autres détails concernant les méthodes d'essai).

6.3.4 Diagrammes de rayonnement d'une antenne

Le diagramme de rayonnement constitue un paramètre clé d'une antenne, notamment pour les étalonnages basés sur les méthodes de réflexion sur le plan de masse de référence. Généralement, les antennes utilisées pour un essai CEM comportent un lobe principal de grandes dimensions dans leur axe de visée, mais dans le cas de certaines antennes, notamment les cornets, et à des fréquences qui avoisinent l'extrémité supérieure de leur gamme de fréquences de fonctionnement, le lobe principal peut devenir étroit, ou diminuer (en présentant une inclinaison, c'est-à-dire un niveau zéro faible) sur l'axe de visée. Ces caractéristiques de diagramme peuvent altérer la précision exigée dans l'alignement d'une antenne en vue de son étalonnage.

En règle générale, pour les antennes montées dans un environnement en espace libre sans plan de masse de référence, le diagramme a peu d'influence sur l'incertitude du facteur d'antenne résultant obtenu dans un étalonnage (exception: voir NOTE en 9.5.1.3 sur les antennes DRH). Lorsque la méthode de calcul du facteur d'antenne comprend une réflexion sur le plan de masse de référence, comme dans l'Équation (23) (voir 7.3.2) combinée avec l'Équation (C.22) (voir C.3.2), la contribution à l'incertitude peut être importante pour les antennes ayant un diagramme de faisceau étroit. L'Équation (23) seule est une version simplifiée de l'Équation (C.22) où un rayonnement uniforme est supposé dans toutes les directions et s'applique aux étalonnages où le rayon transmis directement entre les antennes a la même amplitude dans le diagramme de rayonnement que le rayon qui se déplace d'une antenne à l'autre via le plan de masse de référence; il s'agit de l'hypothèse de calcul simplifiée de l'AF, par exemple, Équation (39) (voir 7.4.1.2.1). Le diagramme peut être celui, uniforme dans le plan H, d'une antenne biconique à polarisation horizontale.

Normalement, dans le cas d'une antenne LPDA à polarisation horizontale qui utilise une séparation de 10 m, la contribution à l'incertitude due au diagramme de rayonnement est négligeable. Toutefois, dans le cas d'une séparation de 3 m ou d'une antenne plus directive, la contribution à l'incertitude peut être importante. Si le signal réfléchi est inférieur de 2 dB au faisceau maximal, par exemple, l'incertitude relative à l'AF est de 0,46 dB.

L'ampleur de l'incertitude peut être évaluée sur la base du diagramme de rayonnement connu et de la géométrie du montage d'antennes. La séparation et les hauteurs de la paire d'antennes permettent de calculer les angles par rapport à l'axe de visée des rayons directs et réfléchis entre les antennes. L'incertitude peut être réduite en incluant les données du diagramme de rayonnement dans le calcul de l'AF, c'est-à-dire en utilisant l'Équation (C.29) (voir C.3.3).

Les mesurages des antennes omnidirectionnelles telles que les antennes biconiques, exigent des critères de validation de l'emplacement plus stricts que pour les antennes directionnelles telles que les cornets, étant donné que dans le cas de ces dernières, les réflexions indésirables sont supprimées dans les directions de faible directivité de l'antenne.

Le mesurage des diagrammes de rayonnement s'effectue par la rotation de l'antenne autour de son centre de phase dans un environnement en espace libre. Plus couramment, on fait pivoter l'antenne dans un plan horizontal, c'est-à-dire une rotation en azimut, et on enregistre la réponse en amplitude au regard de l'angle de rotation par rapport à l'axe de visée.

L'Annexe I présente une méthode de mesure du diagramme de rayonnement d'une antenne dans la plage de fréquences supérieure à 1 GHz.

7 Paramètres et équations de base communs aux méthodes d'étalonnage d'antennes pour des fréquences au-delà de 30 MHz

7.1 Synthèse des méthodes de mesure permettant d'obtenir l'AF

Le montage d'étalonnage d'antennes et le type d'emplacement, avec un numéro de paragraphe correspondant, sont résumés dans le Tableau 1 de 4.5. Des considérations générales sur les principaux types de méthodes d'étalonnage sont données en 4.3. La méthode de base de mesurage de SIL et les composantes communes de l'incertitude de mesure décrites en 7.2 constituent la base des mesurages décrits dans les Articles 8 et 9. Les équations générales qui permettent de calculer l'AF à partir de SIL ou de SA sont décrites en 7.3. Les équations de 7.3 sont appliquées aux méthodes TAM, SSM et SAM en 7.4. Un exemple détaillé d'évaluation de l'incertitude de mesure est donné en 7.4.1.1.2, suivant les étapes du Guide 98-3 ISO/IEC:2008 en commençant par une équation de modélisation. Les paramètres relatifs aux centres de phase et au positionnement des antennes sont indiqués en 7.5.

7.2 Mesurages de la perte d'insertion de l'emplacement

7.2.1 Généralités

Le mesurage de SIL est commun à toutes les méthodes de champ rayonné destinées à l'étalonnage des antennes. Les méthodes de mesure de SIL et les composantes communes de l'incertitude de mesure sont respectivement décrites en 7.2.2 et 7.2.3.

7.2.2 Méthode de mesure de SIL et de SA

La SIL, $A_i(i,j)$ d'une paire d'antennes (i,j) doit être mesurée selon les étapes suivantes, en utilisant des montages tels que ceux représentés sur la Figure 7 et la Figure 8, respectivement dans un environnement en espace libre et sur un emplacement d'étalonnage avec un plan de masse de référence. Un environnement en espace libre peut être réalisé soit à l'aide d'un revêtement en matériau absorbant, soit en plaçant les antennes à une hauteur suffisante au-dessus du sol. Les antennes sont à polarisation horizontale ou verticale, selon les spécifications de la méthode d'étalonnage. Les fréquences d'étalonnage sont celles indiquées en 6.1.1. Lorsque les antennes se situent sur un plan de masse de référence, leur hauteur doit être telle qu'aucun signal de niveau zéro ne se produit (voir 7.4.1.2.1 par exemple).

- Ajuster un générateur de signaux connecté à l'antenne i pour générer un champ électromagnétique à un niveau qui permet d'assurer un rapport signal/bruit suffisant à la position de l'antenne appariée j . Raccorder un récepteur de mesure à l'antenne j et l'accorder sur la fréquence du générateur de signaux. Ajuster la sortie du générateur de signaux selon les critères de 6.2.3. Mesurer la tension de sortie issue de l'antenne j , $V_S(i,j)$ en dB(μ V). Le mesurage est normalement effectué avec un VNA, mais les mêmes principes de garantie d'un rapport signal/bruit suffisant s'appliquent (voir également la définition de "récepteur de mesure" 3.1.4.1).
- Déconnecter les câbles des antennes et les raccorder directement entre eux à l'aide d'un adaptateur. Mesurer la tension de sortie sous la forme V_D en dB(μ V). La fréquence et le niveau de sortie du générateur de signaux doivent être maintenus à une valeur constante pendant les mesurages de $V_S(i,j)$ et V_D .
- Calculer la SIL entre les deux antennes à l'aide de l'Équation (15).

$$A(i, j) = V_D - V_S(i, j) \text{ en dB} \quad (15)$$

Quand un récepteur de mesure donne des relevés de puissance en dBm, l'Équation (15) est équivalente à la différence des relevés de puissance (P) donnés dans l'Équation (16):

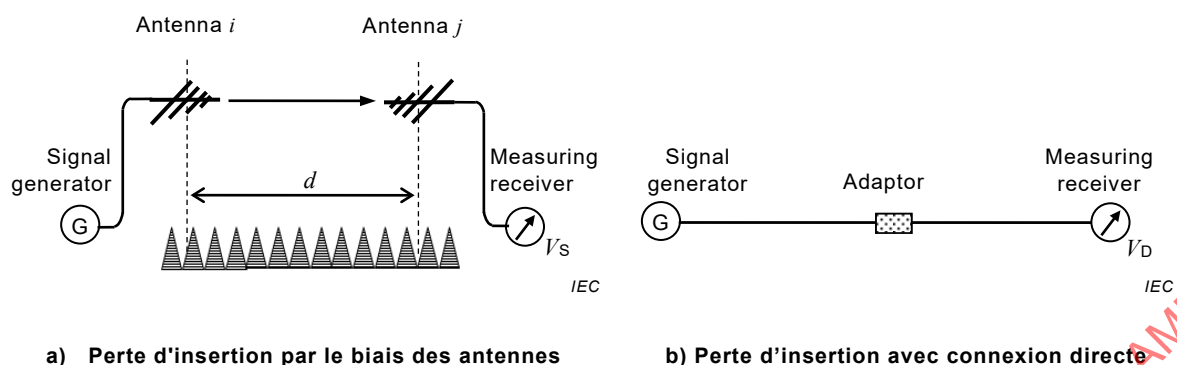
$$A(i, j) = P_D - P_S(i, j) \text{ en dB} \quad (16)$$

- d) Pour la méthode TAM: Suivre le mode opératoire des étapes a) et b). Afin de réduire au minimum l'intervalle de temps entre les mesurages de connexion des paires d'antennes et des câbles, exécuter l'étape a) successivement pour les trois paires d'antennes, puis procéder à nouveau au mesurage de connexion des câbles de l'étape b). Noter la différence entre les deux relevés de connexion des câbles; si cette différence dépasse la tolérance fixée par le laboratoire pour obtenir une incertitude donnée pour l'AF, tous les mesurages doivent à nouveau être effectués. La tolérance maximale recommandée est de $\pm 0,25$ dB. Bien que la dérive d'amplitude d'un VNA soit minimale, des variations de température des câbles peuvent provoquer une dérive importante; des variations dans la répétabilité des connecteurs peuvent également se produire.
- e) Pour la méthode SSM: Mesurer la tension de sortie maximale induite dans l'antenne j , $V_S(i, j)|_{\max}$ en dB(μ V), pendant le balayage en hauteur à une distance comprise entre 1 m et 4 m de l'antenne j en utilisant le montage représenté sur la Figure 8. Calculer l'affaiblissement de l'emplacement A_S entre les deux antennes à l'aide de l'Équation (17).

$$A_S(i, j) = V_D - V_S(i, j)|_{\max} \text{ en dB} \quad (17)$$

Il n'est pas nécessaire d'identifier quelle antenne de la paire mesurée est maintenue à une hauteur fixe, et quelle antenne fait l'objet d'un balayage en hauteur (c'est-à-dire voir 7.4.2.2 et A.5, mais pour une meilleure reproductibilité, voir note "a" de Tableau 1).

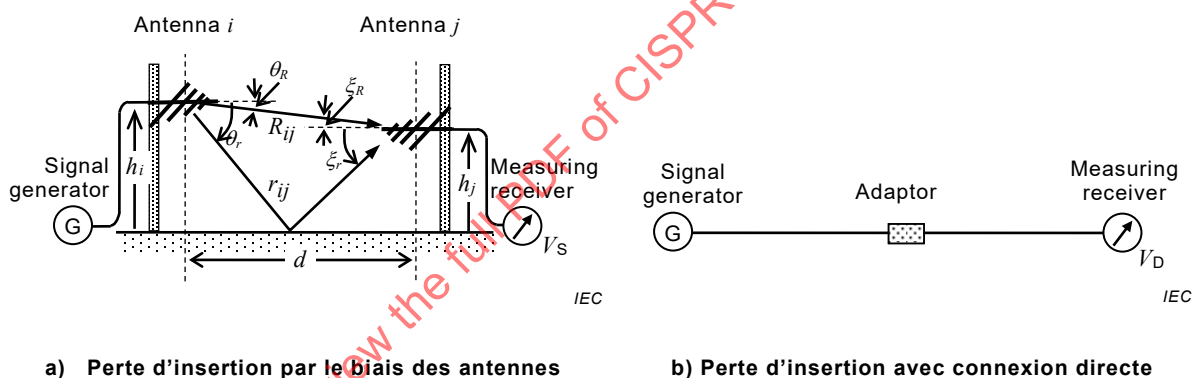
- f) Pour la méthode SAM: Mesurer la SIL pour la STA en premier lieu, puis pour l'AUC, et procéder à nouveau au mesurage STA. Noter la différence entre les deux relevés de STA; si cette différence dépasse la tolérance fixée par le laboratoire pour obtenir une incertitude donnée pour l'AF, il convient d'examiner les causes de cette différence inacceptable et tous les mesurages doivent à nouveau être effectués.



Légende

Anglais	Français
Antenna	Antenne
Signal generator	Générateur de signaux
Measuring receiver	Récepteur de mesure
Adaptor	Adaptateur

Figure 7 – Montage d'antennes pour le mesurage de SIL à un emplacement d'étalonnage en espace libre



Légende

Anglais	Français
Antenna	Antenne
Signal generator	Générateur de signaux
Measuring receiver	Récepteur de mesure
Adaptor	Adaptateur

Figure 8 – Montage d'antennes pour le mesurage de SIL et de SA à un emplacement d'étalonnage sur plan de masse de référence

7.2.3 Composantes d'incertitude communes d'un mesurage de SIL

L'étalonnage d'une AUC implique le mesurage de SIL entre l'AUC et une autre antenne. Dans chaque mesurage de SIL ou de SA, les deux mesurages de tension, c'est-à-dire pour V_D et V_S à la Figure 7 ou à la Figure 8, sont affectés par divers paramètres d'influence tels que la stabilité du générateur de signaux, l'exactitude du mesurage de tension, la désadaptation de la connexion des câbles et la répétabilité de mesure. Les symboles de la Figure 8 a) sont expliqués en 7.3.3. Un développement de Taylor de premier degré de l'Équation (15) concernant les valeurs prévues des paramètres donne:

$$A_i = (V_D + \delta V_{D\text{SG}} + \delta V_{D\text{bruit}} + \delta V_{D\text{linéaire}} + \delta V_{D\text{res}} + \delta V_{D\text{désadaptation}} + \delta V_{D\text{câble}}) - (V_S + \delta V_{S\text{SG}} + \delta V_{S\text{bruit}} + \delta V_{S\text{linéaire}} + \delta V_{S\text{res}} + \delta V_{S\text{désadaptation}} + \delta V_{S\text{câble}}) \quad (18)$$

où $\delta V_{D\text{SG}}$ et $\delta V_{S\text{SG}}$ représentent respectivement les variations des valeurs mesurées V_D et V_S provoquées par la stabilité de la sortie du générateur de signaux. Les écarts des caractéristiques du récepteur de mesure par rapport aux écarts théoriques affectent les valeurs mesurées V_D et V_S . Les caractéristiques importantes sont le bruit, la linéarité et la résolution, et leurs effets respectifs sont désignés par $\delta V_{D,S\text{bruit}}$, $\delta V_{D,S\text{linéaire}}$ et $\delta V_{D,S\text{res}}$. Si un atténuateur variable est utilisé de sorte que le niveau du récepteur de mesure enregistre une variation négligeable pendant les mesurages de V_D et V_S , les erreurs de linéarité de l'Équation (18) peuvent être exclues, à la place, l'incertitude sur la différence d'atténuation, une pour V_D et l'autre pour V_S de l'atténuateur variable doivent être incluses et on a alors:

$$\delta V_{\Delta\text{linéaire}} = \delta V_{D\text{linéaire}} - \delta V_{S\text{linéaire}} \quad (19)$$

L'évaluation de l'influence du bruit du récepteur est décrite succinctement en 6.2.4. Les grandeurs $\delta V_{D\text{désadaptation}}$ et $\delta V_{S\text{désadaptation}}$ représentent respectivement les variations de V_D et V_S provoquées par une désadaptation de la connexion des câbles. La grandeur $\delta V_{S\text{désadaptation}}$ tient compte de l'influence des désadaptations des sections de câble T et R, comme cela est expliqué en 6.2.3. Une variation de l'affaiblissement des câbles due à la température et à la flexion des câbles peut générer une incertitude importante dans les mesurages de SIL ou de SA; une influence de cette nature est prise en compte par $\delta V_{D,S\text{câble}}$.

Pour le mesurage de SIL ou de SA, si un étalonnage à deux ports complet est effectué sur le VNA par rapport aux plans de référence au niveau des extrémités d'antenne des câbles, la valeur de $\Delta V = V_D - V_S$ en dB est mesurée directement par un mesurage, auquel cas les Équations (18) et (19) peuvent se présenter sous la forme simplifiée suivante:

$$A_i = \Delta V + \delta V_{\Delta\text{mes}} + \delta V_{D\text{désadaptation}} - \delta V_{S\text{désadaptation}} - \delta V_{\Delta\text{câble}} \quad (20)$$

avec

$$\delta V_{\Delta\text{mes}} = \delta V_{\Delta\text{bruit}} + \delta V_{\Delta\text{linéaire}} + \delta V_{\Delta\text{res}} \quad (21)$$

où $\delta V_{\Delta\text{mes}}$ représente l'influence des caractéristiques du VNA sur la valeur mesurée ΔV , et $\delta V_{\Delta\text{câble}}$ représente la différence dans l'affaiblissement des câbles entre les mesurages de V_D et V_S .

En référence à l'Équation (20), les composantes d'incertitude et les valeurs d'exemple pour un mesurage de SIL avec un VNA sont présentées dans le Tableau 7. La valeur u_c spécifique du Tableau 7 est utilisée comme une contribution à l'incertitude commune dans les évaluations d'incertitude de diverses méthodes d'étalonnage spécifiées dans la présente norme. Les incertitudes de désadaptation $\delta V_{D,S\text{désadaptation}}$ sont exclues de ce tableau car elles dépendent fortement des antennes connectées aux câbles, mais la désadaptation est incluse dans les budgets d'incertitude de mesure des méthodes d'étalonnage de l'Article 9 et de l'Annexe B. L'incertitude générée par la résolution du récepteur $\delta V_{\Delta\text{res}}$ est aussi exclue car elle peut être très faible par comparaison avec d'autres composantes. Les Équations (20) et (21) impliquent que toutes les composantes ont un coefficient de sensibilité unitaire. L'incertitude-type composée, u_c , a été calculée en supposant que toutes les composantes d'incertitude énumérées ont un coefficient de sensibilité unitaire.

Tableau 7 – Exemple de budget d'incertitude de mesure pour les composantes communes d'un résultat de mesure de SIL évalué à partir de l'Équation (20)

Source d'incertitude ou grandeur X_i	Valeur dB	Loi de probabilité	Diviseur	Sensibilité	u_i dB	Note ^a
Caractéristiques du VNA qui affectent les mesurages ΔV	0,18	Normale	2	1	0,09	N8)
Variation de l'affaiblissement des câbles due à la température ou à la flexion	0,15	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	0,09	N9)
Répétabilité de mesure ΔV	0,04	Normale	1	1	0,04	N6)
Incertitude-type composée u_c					0,13	N7)
Incertitude élargie U ($k = 2$)					0,26	

^a Les notes numérotées apparaissent telles qu'elles sont désignées par les articles numérotés en E.2

7.3 Équations de base pour le calcul de l'AF à partir des mesurages de SIL et de SA

7.3.1 Facteur d'antenne issu des mesurages de SIL

L'étalonnage d'antenne est un processus qui permet de déduire une estimation de l'AF précise à partir des mesurages de la perte d'insertion d'emplacement ou de l'affaiblissement d'emplacement. La relation entre l'AF et la SIL ou le SA est présentée dans ce paragraphe.

Les justifications des équations sont exposées succinctement dans l'Annexe C. Les équations de base sont données en 7.3.2 et 7.3.3, et des versions simplifiées de ces dernières sont données de 7.4.1.1.1 à 7.4.2 pour chaque méthode d'étalonnage.

En règle générale, les valeurs d'incertitude données dans la présente norme sont présentées sous forme de tableau en utilisant la valeur maximale dans une gamme de fréquences donnée; chaque laboratoire d'étalonnage peut subdiviser la gamme de fréquences pour indiquer le point où des incertitudes plus faibles peuvent être obtenues dans les sous-gammes de fréquences éventuelles.

7.3.2 Relation entre AF et SIL pour un emplacement d'étalonnage en espace libre

À un emplacement d'étalonnage en espace libre, où l'onde réfléchi sur le sol et toute autre source de réflexion sont négligeables, la perte d'insertion de l'emplacement est mesurée entre les deux antennes dirigées l'une vers l'autre avec précision, comme le montre la Figure 7. La perte d'insertion d'emplacement pour ce montage de paire d'antennes peut être exprimée par les Équations (22) à (24).

$$A(i, j) = F_a(i) + F_a(j) + K(i, j) \text{ en dB} \quad (22)$$

où le coefficient $K(i, j)$ est exprimé sous la forme

$$K(i, j) = 20 \lg \left(\frac{39,8}{f_{\text{MHz}}} \right) - 20 \lg [e_0(i, j)] \text{ en dB(m}^2\text{)} \quad (23)$$

Le paramètre d'intensité de champ e_0 est donné par

$$e_0(i, j) = \frac{1}{d} \text{ en m}^{-1} \quad (24)$$

où

$F_a(i)$ est l'AF en dB(m⁻¹) de l'antenne i dans son axe de visée;

$F_a(j)$ est l'AF en dB(m⁻¹) de l'antenne j dans son axe de visée;

f_{MHz} est la fréquence en MHz;

d est la distance de séparation spécifiée entre les antennes, en m.

Les Équations (22) à (24) sont déduites de manière théorique en C.3.1, c'est-à-dire voir les Équations (C.15) à (C.19). L'expression rigoureuse de $e_0(i,j)$ est donnée par l'Équation (C.17). L'Équation (23) peut être exprimée sous la forme:

$$K(i,j) = -20\lg(f_{\text{MHz}}) + 20\lg(d) + C \quad (25)$$

où C est égal à $20\lg(39,8)$.

7.3.3 Relation entre AF et SIL pour un emplacement d'étalonnage avec un plan de masse de référence métallique

Quand la SIL est mesurée pour une paire d'antennes situées en vis-à-vis et en polarisation p au-dessus d'un plan de masse de référence métallique, comme le montre la Figure 8, elle peut être exprimée sous la forme suivante:

$$A_i(i,j) = F_a(i | h_i, p) + F_a(j | h_j, p) + K(i,j | p) \text{ en dB} \quad (26)$$

avec le coefficient $K(i,j | p)$ donné par:

$$K(i,j | p) = 20\lg\left(\frac{39,8}{f_{\text{MHz}}}\right) - 20\lg[e_0(i,j | p)] \text{ en dB(m}^2\text{)} \quad (27)$$

où

$F_a(i | h_i, p)$ est l'AF dépendant de la hauteur de l'antenne i en $\text{dB(m}^{-1}\text{)}$ dans son axe de visée (c'est-à-dire $\theta_R = 0$), où l'antenne est élevée à une hauteur h_i et orientée pour la polarisation p ;

$F_a(j | h_j, p)$ est l'AF dépendant de la hauteur de l'antenne j en $\text{dB(m}^{-1}\text{)}$ dans son axe de visée (c'est-à-dire $\xi_R = 0$), où l'antenne est élevée à une hauteur h_j et orientée pour la polarisation p ;

Pour la polarisation horizontale (c'est-à-dire $p = H$), le paramètre d'intensité de champ $e_0(i,j | p)$ de l'Équation (27) peut être exprimé sous la forme

$$e_0(i,j | H) = \left| \frac{e^{-j\beta R_{ij}}}{R_{ij}} - \frac{e^{-j\beta r_{ij}}}{r_{ij}} \right| \text{ en m}^{-1} \quad (28)$$

où

β est le nombre d'ondes angulaires $2\pi/\lambda$;

e est la base du logarithme naturel; $e \cong 2,718$

Les distances de propagation des ondes directes et réfléchies sur le sol R_{ij} et r_{ij} sont données par:

$$R_{ij} = \sqrt{d^2 + (h_j - h_i)^2}$$

$$r_{ij} = \sqrt{d^2 + (h_j + h_i)^2} \quad (29)$$

où

d est la distance de séparation spécifiée entre les antennes, en m;
 h_i, h_j sont les hauteurs de l'antenne i et de l'antenne j .

Les Équations (26) et (27) ont la même forme que les Équations (22) et (23), mais diffèrent par la présence des paramètres $h_{i,j}$ et p ; les Équations (26) et (27) sont également données en C.3.2 où elles sont appelées Équations (C.20) et (C.21). Comme cela est indiqué en C.3.2, l'Équation (28) pour $e_0(i,j | p)$ repose sur les hypothèses selon lesquelles les antennes appariées ont des diagrammes de rayonnement à grande largeur de faisceau qui englobent les ondes directes et les ondes réfléchies sur le sol et présentent quasiment les mêmes valeurs de leurs AF respectifs dans la direction de réflexion spéculaire que les valeurs dans leurs axes de visée [c'est-à-dire la condition décrite en 6.3.4 et donnée par l'Équation (C.23)]. La forme développée de l'Équation (28) est l'Équation (41) (voir 7.4.1.2.1). Quand le facteur AF est très différent dans les axes au sol et de visée, il convient d'utiliser l'expression rigoureuse pour $e_0(i,j | p)$ donnée par l'Équation (C.22) (voir C.3.2).

7.4 Équations pour le facteur AF et les incertitudes de mesure avec les méthodes TAM, SSM et SAM

7.4.1 Méthode TAM

7.4.1.1 Méthode TAM sur emplacement d'étalonnage en espace libre

7.4.1.1.1 Principe de mesure de SIL

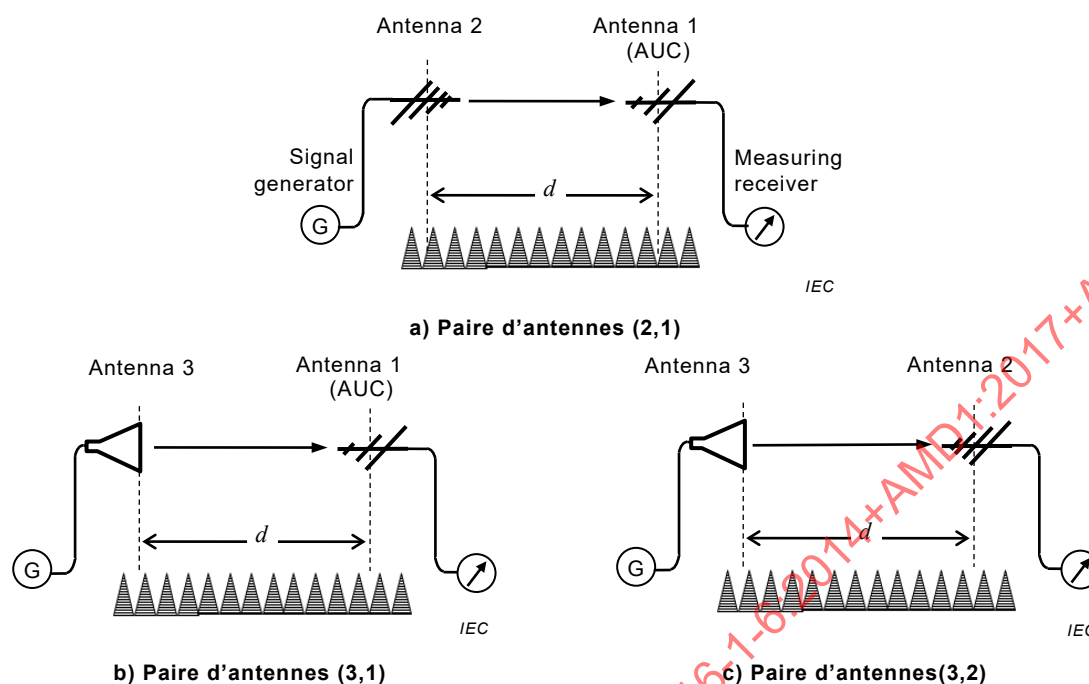
L'étalonnage d'antenne à l'aide de la méthode TAM exige trois antennes (numérotées 1, 2 et 3) pour constituer trois paires d'antennes destinées aux mesurages de SIL. Afin de déterminer l'AF dans l'axe de visée, les antennes appariées sont disposées à un emplacement d'étalonnage en espace libre, leurs axes de visée se faisant face exactement, comme le montre la Figure 9. Un environnement en espace libre peut être réalisé soit à l'aide d'un revêtement en matériau absorbant, soit en plaçant les antennes à une hauteur suffisante au-dessus d'un plan de masse de référence métallique. La distance de séparation des antennes d doit être constante pour toutes les paires d'antennes. L'Équation (22) permet d'obtenir un ensemble de trois équations à partir des trois valeurs mesurées de SIL (en dB), c'est-à-dire $A_i(2,1)$, $A_i(3,1)$ et $A_i(3,2)$:

$$\begin{aligned} A_i(2,1) &= F_a(1) + F_a(2) + K(2,1) \\ A_i(3,1) &= F_a(1) + F_a(3) + K(3,1) \text{ en dB} \\ A_i(3,2) &= F_a(2) + F_a(3) + K(3,2) \end{aligned} \quad (30)$$

$F_a(1)$, $F_a(2)$ et $F_a(3)$ représentent les facteurs AF des antennes respectives dans leurs axes de visée en dB(m⁻¹). $K(i,j)$ est donnée par l'Équation (23).

Dans les mesurages réels de SIL, le positionnement et l'orientation des antennes peuvent varier légèrement et différer des conditions spécifiées, une valeur $K(i,j)$ individuelle doit par conséquent être appliquée. Sur la base de l'Équation (30), chaque AF peut être déterminé à partir de:

$$\begin{aligned} F_a(1) &= \frac{1}{2} [A_i(2,1) + A_i(3,1) - A_i(3,2) - K(2,1) - K(3,1) + K(3,2)] \\ F_a(2) &= \frac{1}{2} [A_i(2,1) - A_i(3,1) + A_i(3,2) - K(2,1) + K(3,1) - K(3,2)] \text{ en dB(m}^{-1}\text{)} \\ F_a(3) &= \frac{1}{2} [-A_i(2,1) + A_i(3,1) + A_i(3,2) + K(2,1) - K(3,1) - K(3,2)] \end{aligned} \quad (31)$$



Légende

Anglais	Français
Antenna	Antenne
Signal generator	Générateur de signaux
Measuring receiver	Récepteur de mesure

Figure 9 – Montage d'antennes pour la méthode TAM à un emplacement d'étalonnage en espace libre

7.4.1.1.2 Exemple d'évaluation de l'incertitude

Il est possible d'éviter les incertitudes qui pourraient résulter d'une insuffisance d'informations sur l'amplitude et la phase des diagrammes de rayonnement, en particulier dans le cas d'antennes directives, en choisissant de grandes hauteurs ou en utilisant un matériau absorbant pour réduire au minimum toute réflexion du sol. Toute réflexion résiduelle est exprimée par un terme d'incertitude. Ceci permet d'utiliser des équations plus simples pour des antennes qui rayonnent vers l'ouverture de l'antenne opposée avec une distribution d'amplitude et de phase uniforme; voir 3.1.2.4 CISPR 16-1-5.

L'Équation (31) comprend un ensemble de trois équations, dont chacune peut être exprimée sous la forme:

$$F_a(i) = \frac{1}{2} [A_1(j,i) + A_1(k,i) - A_1(k,j) - K(j,i) - K(k,i) + K(k,j)] \text{ en dB(m}^{-1}\text{)} \quad (32)$$

L'Équation (32) donne une équation modélisée pour l'évaluation de l'incertitude sous la forme suivante:

$$F_a(i) = \frac{1}{2} [A_1(j,i) + \delta A_1(j,i) + A_1(k,i) + \delta A_1(k,i) - A_1(k,j) - \delta A_1(k,j)] - \frac{1}{2} [K(j,i) + \delta K(j,i) + K(k,i) + \delta K(k,i) - K(k,j) - \delta K(k,j)] \text{ en dB(m}^{-1}\text{)} \quad (33)$$

où $\delta A_i(*,*)$ représente la variation de SIL mesurée, générée par les écarts de la disposition des instruments et des installations de mesure par rapport aux écarts théoriques, et $*$ = i,j,k .

Le terme $\delta K(*,*)$ représente les variations du coefficient $K(*,*)$ générées par les écarts de la disposition des antennes par rapport aux écarts spécifiés. L'Équation (33) donne l'incertitude composée sous la forme:

$$u_c^2[F_a(i)] = \frac{1}{4} \{u^2[A_i(i,j)] + u^2[A_i(k,j)] + u^2[A_i(k,i)]\} + \frac{1}{4} \{u^2[K(i,j)] + u^2[K(k,j)] + u^2[K(k,i)]\} \quad (34)$$

Si les résultats de mesure de SIL $A_i(i,j)$, $A_i(k,j)$ et $A_i(k,i)$ ont tous la même incertitude-type associée $u(A_i)$ et si les montages d'antennes sont tels que la même incertitude $u(K)$ peut être associée à $K(i,j)$, $K(k,j)$ et $K(k,i)$, alors:

$$u_c^2[F_a(i)] = c_A^2 u^2(A_i) + c_K^2 u^2(K), \quad i = 1, 2, 3 \quad (35)$$

Les coefficients c_A et c_K sont les produits de la sensibilité (c'est-à-dire 1/2) et de la pondération (c'est-à-dire $\sqrt{3}$):

$$c_A = c_K = \frac{\sqrt{3}}{2} = 0,866 \quad (36)$$

Il convient d'évaluer les effets des sources d'incertitude décrites dans les alinéas suivants en termes de valeur SIL, où l'Équation (36) doit s'appliquer comme coefficient de sensibilité et de pondération pour calculer l'incertitude-type composée [25]. Toutefois, certaines sources peuvent être évaluées en termes de facteur d'antenne. Dans ce cas, un coefficient de sensibilité unitaire doit s'appliquer, en lieu et place de l'Équation (36), comme cela est indiqué dans le Tableau 12 (voir 9.3.3) pour les effets de champ proche.

Pour l'incertitude-type composée $u_c[F_a(i)]$ de l'Équation (35), l'incertitude de mesure de SIL $u(A_i)$ doit être évaluée pour les sources d'incertitude en utilisant:

$$u^2(A_i) = u_{\text{instr}}^2(A_i) + u_{\text{désadaptation}}^2(A_i) + u_{\text{emplacement}}^2(A_i), \quad i = 1, 2, 3 \quad (37)$$

où les composantes de l'incertitude-type sont attribuées:

- $u_{\text{instr}}(A_i)$ à la composante de l'incertitude commune attribuée aux dispositifs de mesure et aux câbles (voir Tableau 7, 7.2.3);
- $u_{\text{désadaptation}}(A_i)$ aux effets de désadaptation des antennes;
- $u_{\text{emplacement}}(A_i)$ aux effets indésirables de l'imperfection de l'emplacement et des mats d'antennes.

L'incertitude $u(K)$ de l'Équation (35) doit être évaluée par référence à une expression rigoureuse de $K(i,j)$ donnée par les Équations (C.16) et (C.17) (voir C.3.1). Au minimum, les contributions suivantes à l'incertitude sur le positionnement des antennes doivent concerner l'incertitude $u(K)$:

$$u^2(K) = u_{\text{dist}}^2(K) + u_{\text{angle}}^2(K) + u_{\text{pc}}^2(K) + u_{\text{pol}}^2(K) + u_{\text{proche}}^2(A_i), \quad i = 1, 2, 3 \quad (38)$$

où les composantes d'incertitude-type impliquées sont liées:

- $u_{\text{dist}}(K)$ à l'incertitude sur la distance de séparation (indice "dist") d ;
- $u_{\text{angle}}(K)$ aux incertitudes sur l'orientation des antennes $\Phi(i)/\Phi(i|\theta)$ et $\Phi(j)/\Phi(j|\xi)$ (rapports de l'AF de l'axe de visée sur l'AF hors de l'axe de visée; voir C.3.1);
- $u_{\text{pc}}(K)$ aux incertitudes sur la distance en d générées par les centres de phase (indice "pc") des antennes, qui peuvent être réduites par la correction décrite en 7.5;
- $u_{\text{pol}}(K)$ à l'incertitude sur la désadaptation de polarisation (indice "pol");

$u_{\text{proche}}(A_i)$ aux effets de champ proche et au couplage mutuel des antennes décrits dans l'Annexe C.

Certaines des incertitudes ci-dessus peuvent être ignorées selon le type et le montage des antennes. L'incertitude relative au réglage de fréquence est habituellement négligeable.

7.4.1.2 Méthode TAM à un emplacement sur plan de masse de référence métallique

7.4.1.2.1 Mesurage de la perte d'insertion d'emplacement

L'étalonnage d'antenne à l'aide de la méthode TAM exige trois antennes (numérotées 1, 2 et 3) pour constituer trois paires d'antennes destinées aux mesurages de SIL, les antennes étant positionnées au-dessus d'un plan de masse de référence métallique. En règle générale, le plan de masse de référence influe sur les caractéristiques électriques de toute antenne, de sorte que l'AF varie avec la hauteur de l'antenne. Par conséquent, chacune des trois antennes doit être positionnée à une hauteur spécifique au cours des mesurages de SIL, comme le montre la Figure 10.

Sur la base de l'Équation (26) (voir 7.3.3), l'AF dépendant de la hauteur de chaque antenne à polarisation horizontale peut être déterminé à partir des valeurs mesurées de SIL (en dB), c'est-à-dire $A_i(2,1)$, $A_i(3,1)$ et $A_i(3,2)$.

$$\begin{aligned} F_a(1|h_1, H) &= \frac{1}{2} [A_i(2,1) + A_i(3,1) - A_i(3,2) - K(2,1|H) - K(3,1|H) + K(3,2|H)] \\ F_a(2|h_2, H) &= \frac{1}{2} [A_i(2,1) - A_i(3,1) + A_i(3,2) - K(2,1|H) + K(3,1|H) - K(3,2|H)] \text{ en dB(m}^{-1}\text{)} \\ F_a(3|h_3, H) &= \frac{1}{2} [-A_i(2,1) + A_i(3,1) + A_i(3,2) + K(2,1|H) - K(3,1|H) - K(3,2|H)] \end{aligned} \quad (39)$$

où

$$K(i,j|H) = 20 \lg \left(\frac{39,8}{f_{\text{MHz}}} \right) - 20 \lg [e_0(i,j|H)] \text{ en dB(m}^2\text{)} \quad (40)$$

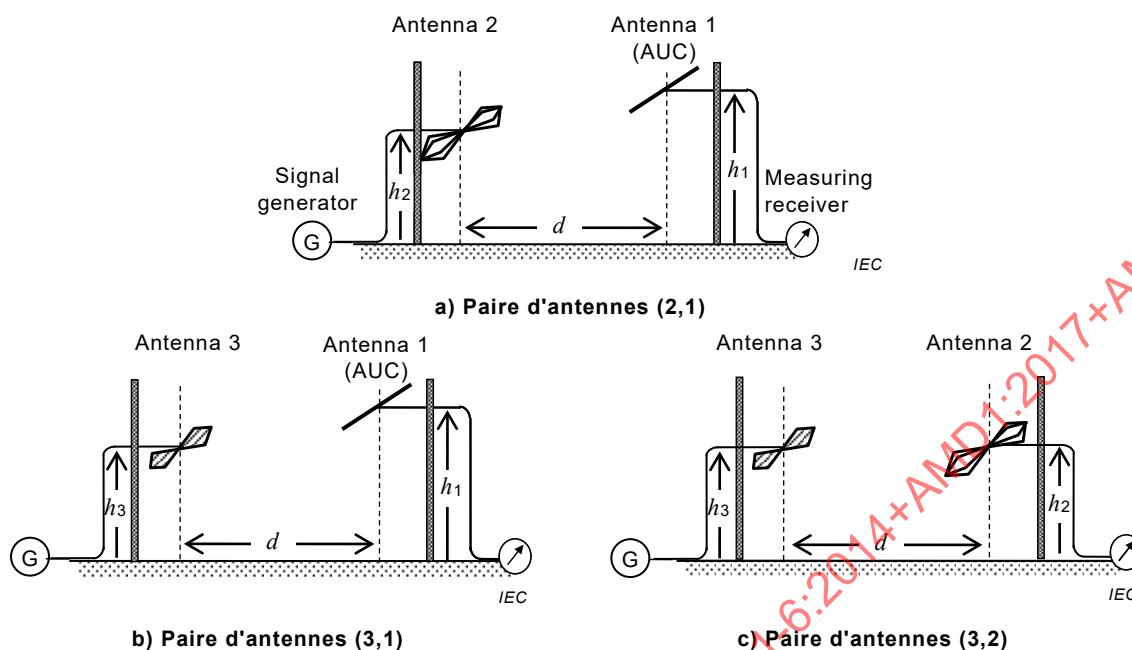
pour $(i,j) = (2,1)$, $(3,1)$ ou $(3,2)$. Le paramètre d'intensité de champ $e_0(i,j|H)$ est calculé à partir d'une expression simplifiée de l'Équation (28) (voir 7.3.3) sous la forme:

$$e_0(i,j|H) = \left| \frac{e^{-j\beta R_{ij}}}{R_{ij}} - \frac{e^{-j\beta r_{ij}}}{r_{ij}} \right| = \frac{\sqrt{1 + (R_{ij}/r_{ij})^2 - 2(R_{ij}/r_{ij}) \cos[2\pi f_{\text{MHz}}(r_{ij} - R_{ij})/300]}}{R_{ij}} \text{ en m}^{-1} \quad (41)$$

avec les distances R_{ij} et r_{ij} définies par l'Équation (29) (voir 7.3.3).

NOTE Les trois antennes peuvent avoir des centres de phase différents, quand différents modèles d'antennes LPDA font l'objet d'un étalonnage commun, par exemple. Dans ce cas, les distances R_{ij} et r_{ij} sont différentes pour chaque paire d'antennes, affectant ainsi les valeurs de $K(i,j|H)$ de l'Équation (40).

L'AUC est placée à la hauteur h_1 à laquelle $F_a(h_1)$ est exigé. L'antenne 2 et l'antenne 3 sont placées à la même hauteur ($h_2 = h_3$) choisie de manière à ne pas générer de niveau zéro [c'est-à-dire voir Tableau B.1 et Tableau B.2 (B.4.2.1), ainsi que Tableau B.7 (B.5.2)]. Le niveau de signal ne doit pas diminuer de plus de 6 dB au-dessous du niveau de signal maximal sur toute la hauteur de balayage (voir la définition du niveau zéro en 3.1.1.19). La géométrie et la fréquence des antennes auxquelles le champ de niveau zéro se produit peuvent être prévues au moyen de l'Équation (41). La séparation d doit être suffisante ($d = 10$ m, par exemple) afin de satisfaire à la condition relative aux diagrammes de rayonnement du dernier alinéa de 7.3.3.



Légende

Anglais	Français
Antenna	Antenne
Signal generator	Générateur de signaux
Measuring receiver	Récepteur de mesure

Figure 10 – Montage d'antennes pour la méthode TAM sur un emplacement d'étalonnage avec plan de masse de référence métallique

7.4.1.2.2 Évaluation de l'incertitude

L'étalonnage d'antenne par la méthode TAM sur un emplacement d'étalonnage avec un plan de masse de référence métallique exige trois mesurages de SIL pour des montages d'antennes différents selon la paire d'antennes, comme le montre la Figure 10. De manière similaire à 7.4.1.1.2, si les mesurages de SIL de $A_i(2,1)$, $A_i(3,1)$ et $A_i(3,2)$ ont chacun la même incertitude associée $u(A_i)$, l'incertitude-type composée de l'AF mesuré peut être évaluée à l'aide de l'équation suivante:

$$u_c^2[F_a(i | h_i, H)] = c_A^2 u^2(A_i) + c_K^2 u^2[K(2,1 | H)] + c_K^2 u^2[K(3,1 | H)] + c_K^2 u^2[K(3,2 | H)] \quad (42)$$

pour $i = 1, 2$, et 3 , où le coefficient c_A représente le produit de la sensibilité (c'est-à-dire $1/2$) et de la pondération (c'est-à-dire $\sqrt{3}$), et c_K représente le facteur de sensibilité pour K :

$$c_A = \frac{\sqrt{3}}{2} = 0,866 \text{ et } c_K = \frac{1}{2} \quad (43)$$

Il convient d'évaluer les effets des sources d'incertitude indiquées dans la liste ci-dessous du présent paragraphe en termes de valeur de SIL, où l'Équation (43) doit être appliquée comme coefficient de sensibilité et de pondération pour calculer l'incertitude-type composée [25]. Toutefois, certaines sources peuvent être évaluées en termes de facteur d'antenne; dans ce cas, un coefficient de sensibilité unitaire doit s'appliquer en lieu et place de l'Équation (43), comme cela est indiqué dans le Tableau B.5 (voir B.4.3.1) pour les effets de champ proche.

Pour l'incertitude-type composée $u_c[F_a(i | h_i, H)]$ de l'Équation (42), l'incertitude de mesure de SIL $u(A_i)$ doit être évaluée pour les sources d'incertitude indiquées pour l'Équation (37).

Dans la mesure où les montages d'antennes de chacun des trois mesurages de SIL peuvent être différents, comme le montre la Figure 10, la composante d'incertitude $u[K(i,j|H)]$ de l'Équation (42) doit être évaluée pour chaque montage d'antennes à l'aide de l'expression rigoureuse de $K(i,j|H)$ indiquée dans les Équations (C.21) et (C.22). Au minimum, les incertitudes suivantes liées au positionnement des antennes doivent être considérées pour $u[K(i,j|H)]$:

- a) incertitude sur la distance de séparation en d ;
- b) incertitudes sur la hauteur d'antenne en h_i et h_j ;
- c) variation de l'AF pour l'axe de visée et l'onde directe $\Phi(i|h_i,H)/\Phi(i|\theta_R,h_i,H)$ et $\Phi(j|h_j,H)/\Phi(j|\xi_R,h_j,H)$ (rapports de l'AF (directe) d'axe de visée à l'AF (réfléchi) hors axe de visée; voir C.3.2);
- d) variation de l'AF pour l'onde directe (distance R) et l'onde réfléchi sur le sol (distance r), $\Phi(i|\theta_R,h_i,H)/\Phi(i|\theta_r,h_i,H)$ et $\Phi(j|\xi_R,h_j,H)/\Phi(j|\xi_r,h_j,H)$ (rapports de l'AF d'axe de visée à l'AF hors axe de visée; voir C.3.2);
- e) incertitudes sur la distance en d générées par les centres de phase des antennes, qui peuvent être réduites par la correction décrite en 7.5;
- f) incertitude liée à la désadaptation de polarisation;
- g) effets de champ proche et couplage mutuel des antennes décrits dans l'Annexe C;
- h) effets indésirables de l'imperfection de l'emplacement et des mâts d'antennes.

Les autres symboles sont définis en C.3. Une évaluation exacte des incertitudes énumérées ci-dessus peut être effectuée par simulation informatisée pour les montages d'antennes réels, ou en utilisant des calculs électroniques pour les Équations (C.21) et (C.22).

Certaines des incertitudes ci-dessus peuvent être ignorées selon le type et le montage des antennes. La fréquence faisant habituellement l'objet d'un réglage très précis, l'incertitude relative à la fréquence est négligeable; voir 7.4.3.2.

7.4.2 SSM

7.4.2.1 Mesurage d'affaiblissement de l'emplacement

L'étalonnage d'antenne par la méthode de l'emplacement étalon (SSM) dans la gamme de fréquences comprise entre 30 MHz et 1 000 MHz et au moyen du montage représenté sur la Figure 11, est très analogue à celui réalisé avec la méthode TAM sur un plan de masse de référence métallique (c'est-à-dire 7.4.1.2), à l'exception du fait que l'antenne de réception fait l'objet d'un balayage en hauteur. La séparation des antennes assure que celles-ci sont dans des conditions de champ lointain et les diagrammes de rayonnement des antennes satisfont à la condition stipulée au dernier alinéa de 7.3.3.

Les paramètres adaptés au choix de la hauteur appropriée pour les antennes à hauteur fixe et les antennes à balayage en hauteur sont le couplage mutuel avec la représentation au sol, le diagramme de rayonnement et la polarisation (voir en 8.4.2 une géométrie spécifique de montage d'antennes). Le SA mesuré, $A_S(i,j)$ en dB, est la valeur minimale de SIL enregistrée lors du balayage en hauteur de l'antenne de réception. Sur la base des hypothèses exposées en C.3.3, le facteur d'antenne déterminé par la méthode SSM est considéré être une estimation du facteur d'antenne tel qu'il serait obtenu dans un environnement en espace libre.

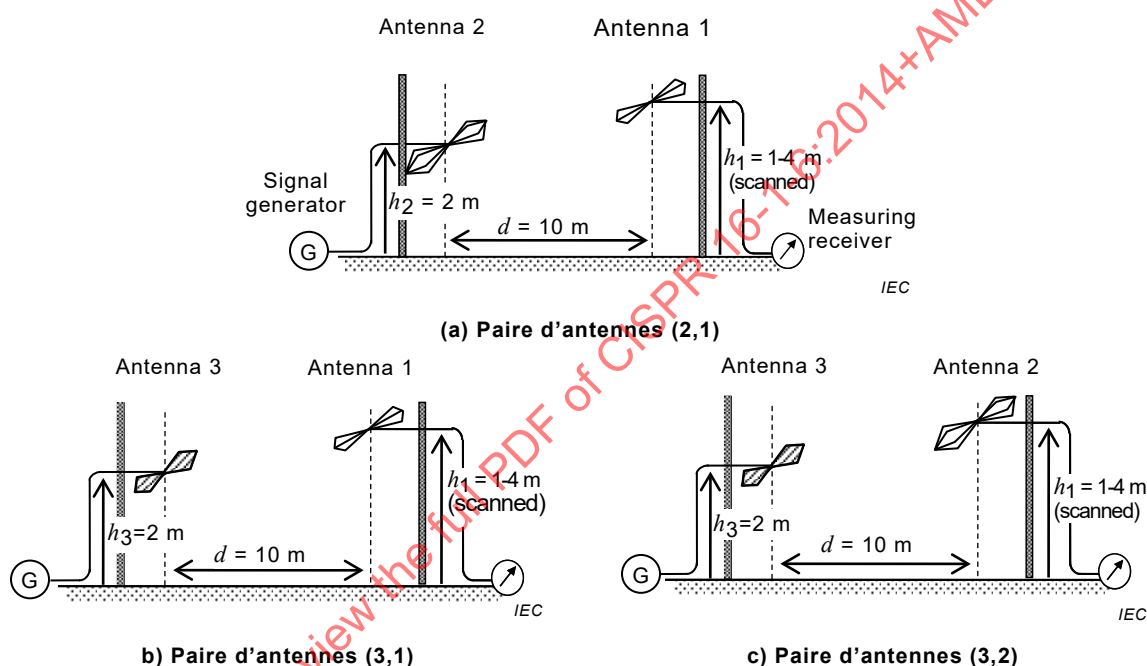
De même qu'en 7.4.1.1.1, l'AF est déterminé à partir des résultats de mesure de SA au moyen des équations suivantes:

$$\begin{aligned}
 F_a(1) &= \frac{1}{2} [A_s(2,1) + A_s(3,1) - A_s(3,2) - K_{SSM}] \\
 F_a(2) &= \frac{1}{2} [A_s(2,1) - A_s(3,1) + A_s(3,2) - K_{SSM}] \quad \text{en dB(m}^{-1}\text{)} \\
 F_a(3) &= \frac{1}{2} [-A_s(2,1) + A_s(3,1) + A_s(3,2) - K_{SSM}]
 \end{aligned} \tag{44}$$

où

$$K_{SSM} = 20 \lg \left(\frac{39,8}{f_{\text{MHz}}} \right) - 20 \lg [e_0(i,j|H)]_{\text{max}} \quad \text{en dB(m}^2\text{)} \tag{45}$$

Le symbole $e_0(i,j|H)_{\text{max}}$ désigne la valeur maximale de l'intensité de champ donnée par l'Équation (41), comme cela est observé à chaque fréquence pendant le balayage en hauteur de l'antenne de réception.



Légende

Anglais	Français
Antenna	Antenne
Signal generator	Générateur de signaux
Measuring receiver	Récepteur de mesure
scanned	Soumise à balayage

Figure 11 – Montage d'antennes pour la méthode SSM

7.4.2.2 Évaluation de l'incertitude

La méthode SSM repose sur les hypothèses selon lesquelles les antennes impliquées dans les mesurages de SA sont des antennes doublets infinitésimales [62] ayant des diagrammes de rayonnement uniformes dans le plan H et que les AF sont constants en amplitude au cours du balayage en hauteur des antennes; voir l'analyse en C.3.3. Ces hypothèses ne sont généralement pas adaptées aux antennes CEM qui peuvent avoir un AF dépendant de la hauteur et un diagramme de plan H non uniforme. Une incertitude supplémentaire existe en cas d'utilisation de trois antennes biconiques avec différents types de symétriseur dans l'étalonnage. Par conséquent, l'AF déterminé par la méthode SSM, lorsqu'il est considéré comme un AF en espace libre, peut avoir une incertitude plus grande que l'AF mesuré dans un environnement en espace libre (voir également A.5).

De même que pour la méthode TAM décrite en 7.4.1.1.2, l'incertitude-type composée de l'AF mesuré peut être évaluée à l'aide de:

$$u_c^2[F_a(i)] = c_s^2 u^2(A_s) + c_K^2 u^2(K_{SSM}) \quad (46)$$

pour $i = 1, 2$ et 3 , où les coefficients c_s et c_K représentent les produits de la sensibilité (c'est-à-dire $1/2$) et la pondération (c'est-à-dire $\sqrt{3}$):

$$c_s = c_K = \frac{\sqrt{3}}{2} = 0,866 \quad (47)$$

Il convient d'évaluer les effets des sources d'incertitude indiquées dans la liste ci-dessous du présent paragraphe en termes de valeur de SA, où l'Équation (47) doit être appliquée comme coefficient de sensibilité pour calculer l'incertitude-type composée [21], [25]. Toutefois, certaines sources peuvent être évaluées en termes de facteur d'antenne; dans ce cas, un coefficient de sensibilité unitaire doit être appliqué en lieu et place de l'Équation (47).

Pour l'incertitude-type composée $u_c[F_a(i)]$ de l'Équation (46), l'incertitude de mesure de SA $u(A_s)$ doit être évaluée pour les sources d'incertitude indiquées pour l'Équation (37).

Pour l'évaluation de l'incertitude $u(K_{SSM})$ dans l'Équation (46), les incertitudes liées au positionnement de l'antenne, énumérées de a) à e), doivent être évaluées. De plus, les incertitudes relatives aux hypothèses essentielles pour la méthode SSM et énumérées de f) à k) doivent être évaluées pour $u(K_{SSM})$.

- a) erreur de distance de séparation en d ;
- b) incertitudes sur la hauteur d'antenne, en h ;
- c) incertitudes sur l'orientation de l'antenne;
- d) incertitudes sur la distance en d attribuées aux incertitudes sur les centres de phase des antennes, qui peuvent être réduites par la correction décrite en 7.5;
- e) incertitude sur la désadaptation de polarisation;
- f) variation de hauteur du facteur d'antenne;
- g) non-uniformité du diagramme de rayonnement dans le plan H; différences entre les directivités dépendantes de la polarisation pour les antennes de mesure et un doublet infinitésimal; une directivité réduite ne pouvant que réduire le SA mesuré, l'AF calculé est surestimé et il convient par conséquent d'appliquer l'incertitude uniquement comme élément de réduction de l'AF, et non comme un facteur $\pm$;
- h) effets de champ proche et couplage mutuel des antennes décrits à l'Annexe C; couplage mutuel antenne-antenne, notamment dans le cas de doublets résonnants en dessous d'une fréquence de 60 MHz; couplage mutuel des antennes avec le sol, entraînant des variations de l'AF par rapport à la hauteur;
- i) effets indésirables de l'imperfection de l'emplacement et des mâts d'antennes;
- j) effets de l'impédance du symétriseur, Z_0' ; Z_0' est décrit en C.2.1 et représenté sur la Figure C.1;
- k) applicabilité des facteurs de correction et écart des corrections par rapport aux facteurs de correction génériques décrits dans le Tableau C.2 (voir C.6.2).

Certaines des incertitudes ci-dessus peuvent être ignorées selon le type et le montage des antennes. L'incertitude relative au réglage de la fréquence est habituellement négligeable.

Les incertitudes décrites dans la liste ci-dessus sont interdépendantes, et une simulation informatisée est très utile pour évaluer l'incertitude-type associée à une estimation de K_{SSM} . Ce type de simulation nécessite de développer et d'utiliser un modèle de mesure adéquat qui associe K_{SSM} aux grandeurs d'incertitude dont ce dernier dépend. Par ailleurs, ces grandeurs

sont à caractériser par le biais de lois de probabilité, à partir desquelles des prélèvements aléatoires sont effectués comme base de la simulation.

Par exemple, la simulation informatisée détermine que pour l'étalonnage des antennes biconiques, la variation à la hauteur du facteur d'antenne et les effets de champ proche génèrent par rapport à F_a des différences pouvant atteindre 0,49 dB [21]. Cette conclusion est confirmée par les résultats de mesurages réalisés sur un modèle d'antenne biconique représentée sur la Figure A.2 et la Figure A.3 (voir A.5).

Par conséquent, les facteurs de correction à utiliser avec des antennes biconiques ont été spécifiés en 8.4.3. Afin de considérer l'AF mesuré par la méthode SSM comme un AF en espace libre, il convient d'ajuster l'incertitude-type associée à l'AF mesuré par ladite méthode. Il convient d'augmenter cette incertitude-type en quadrature avec une incertitude-type associée à un AF approximatif mesuré par la méthode SSM comme un AF en espace libre; voir A.5 pour les ajustements recommandés.

7.4.3 Méthode SAM

7.4.3.1 Comparaison entre les résultats de SIL mesurée

La méthode SAM exige un ensemble de STA dont l'AF est déterminé avec exactitude en fonction de la fréquence. De plus, pour la SAM réalisée sur un emplacement avec un plan de masse de référence métallique, il est nécessaire que le facteur d'antenne STA soit évalué avec précision dans la plage de hauteurs d'antenne utilisée dans l'étalonnage d'antenne. Les conditions relatives au montage d'antennes pour la méthode TAM s'appliquent aussi à la méthode SAM; voir le montage sur emplacement en espace libre en 7.4.1.1 et le montage à un emplacement sur plan de masse de référence métallique en 7.4.1.2. La hauteur d'antenne d'émission h_2 indiquée sur la Figure 12 doit être choisie pour éviter un niveau zéro.

La tension de sortie V_{AUC} en dB(μ V) doit être mesurée pour une AUC telle que montée à la Figure 12 a). En substituant la STA à l'AUC à la même position h_1 , la tension de sortie V_{STA} en dB(μ V) doit être mesurée avec le montage représenté sur la Figure 12 b). La fréquence et le niveau de sortie du générateur de signaux doivent être maintenus constants pendant les mesurages de $V_{AUC}(h_1)$ et $V_{STA}(h_1)$. Sur la base de ces mesures, l'intensité de champ incidente sur l'AUC, $E(h_1)$ en dB(μ V/m), peut être estimée à partir de:

$$E(h_1) = V_{STA}(h_1) + F_a(STA | h_1, p) + a_C \text{ en dB}(\mu\text{V/m}) \quad (48)$$

où

$F_a(STA | h_1, p)$ est le facteur AF de la STA en dB(m^{-1}) et

a_C est l'affaiblissement du câble connecté, en dB.

L'AF dépendant de la hauteur de l'AUC, $F_a(AUC | h_1, p)$ est obtenu en fonction de la hauteur de l'antenne de réception h_1 à l'aide de l'équation:

$$F_a(AUC | h_1, p) = E(h_1) - [V_{AUC}(h_1) + a_C] = F_a(STA | h_1, p) + [V_{STA}(h_1) - V_{AUC}(h_1)] \text{ en dB}(\text{m}^{-1}) \quad (49)$$

Les dimensions mécaniques de la STA doivent être très proches de celles de l'AUC, tout comme les diagrammes de rayonnement, comme cela est expliqué en 8.3.3. La SAM suppose une similarité des AF dépendants de la directivité entre l'AUC et la STA, à savoir:

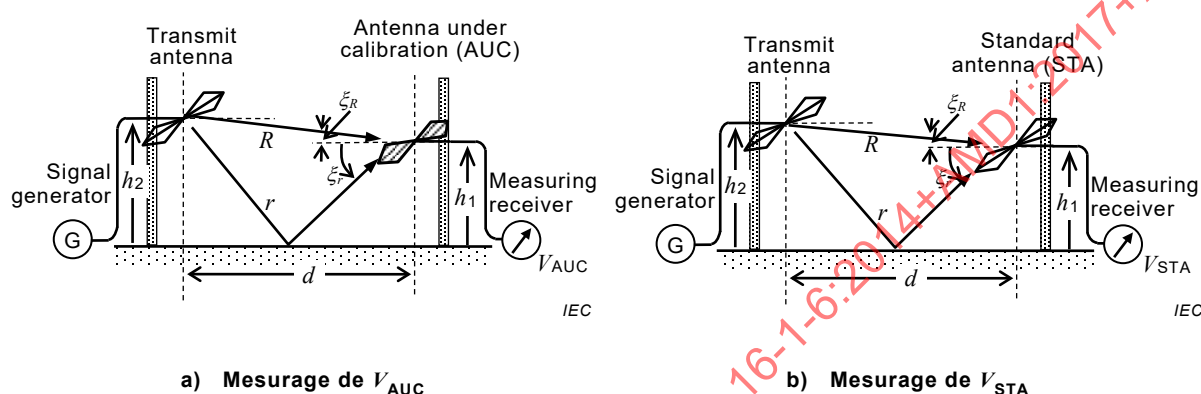
$$F_a(AUC | \xi_R, h_1, p) - F_a(STA | \xi_R, h_1, p) = F_a(AUC | \xi_r, h_1, p) - F_a(STA | \xi_r, h_1, p) \quad (50)$$

Les variables ξ_R et ξ_r (voir Figure 12) constituent les angles d'incidence des rayons directs et réfléchis, respectivement, par rapport à l'axe de visée de l'antenne de réception.

Lorsqu'une antenne a une polarisation horizontale au-dessus d'un plan de masse de référence métallique, son AF varie en amplitude avec la hauteur de l'antenne, notamment

pour les antennes biconiques, hybrides et doublets dans la gamme de fréquences inférieure à 300 MHz, comme cela est expliqué en C.6. De ce fait, pour obtenir l'AF en espace libre F_a , le montage d'antennes doit être choisi avec soin afin de réduire les effets du plan de masse de référence sous le niveau souhaité, soit par une polarisation verticale, soit par le positionnement des antennes à une hauteur suffisante au-dessus d'un plan de masse de référence. Le facteur F_a d'une AUC peut être obtenu à l'aide de l'Équation (51), où h_1 représente la hauteur à laquelle l'influence du plan de masse de référence est négligeable:

$$F_a(\text{AUC}) = F_a(\text{STA}) + [V_{\text{STA}}(h_1) - V_{\text{AUC}}(h_1)] \text{ en dB(m}^{-1}\text{)} \quad (51)$$



Légende

Anglais	Français
Transmit antenna	Antenne d'émission
Antenna under calibration (AUC)	Antenne soumise à étalonnage (AUC)
Signal generator	Générateur de signaux
Measuring receiver	Récepteur de mesure
Standard antenna (STA)	Antenne étalon (STA)

Figure 12 – Montage d'antennes pour la méthode SAM sur emplacement d'étalonnage avec un plan de masse de référence métallique

7.4.3.2 Évaluation de l'incertitude

Sur la base de l'Équation (51), l'incertitude-type composée de l'AF mesuré peut être évaluée à partir de:

$$u_c^2[F_a(\text{AUC})] = c_F^2 u^2[F_a(\text{STA})] + c_V^2 u^2[V_{\text{STA}}(h_1) - V_{\text{AUC}}(h_1)] \quad (52)$$

avec les coefficients de sensibilité

$$c_F = c_V = 1 \quad (53)$$

Il convient d'évaluer les effets des sources d'incertitude indiquées dans la liste ci-dessous du présent paragraphe en termes de valeur de SIL ou de la tension reçue, où l'Équation (53) doit s'appliquer comme coefficient de sensibilité pour calculer l'incertitude-type composée [25]. Toutefois, certaines sources peuvent être évaluées en termes de facteur d'antenne; même dans ce cas, un coefficient de sensibilité unitaire doit s'appliquer.

Dans l'Équation (52), l'incertitude-type $u[F_a(\text{STA})]$ doit être évaluée à partir de l'incertitude associée à l'étalonnage de la STA. De plus, les contributions à l'incertitude mentionnées aux points a) à d) doivent être évaluées par rapport à l'applicabilité de $F_a(\text{STA})$ qui est affectée

par les différences entre les montages de STA dans son étalonnage et les montages utilisés dans l'étalonnage de l'AUC [comme le montre la Figure 12 b)]. Quand un VNA étalonné est utilisé dans les mesurages (voir 7.2.3), l'incertitude-type $u[V_{STA}(h_1) - V_{AUC}(h_1)]$ doit être évaluée pour les mesurages de différence de tension compte tenu des composantes de l'incertitude indiquées dans le Tableau 7 (voir 7.2.3). Par ailleurs, les contributions à l'incertitude mentionnées aux points e) à l) doivent être évaluées. Si les structures et les dimensions mécaniques de la STA sont très proches de celles de l'AUC, les contributions correspondant aux points j) et l) sont alors minimales étant donné que la SAM est une méthode de substitution. L'incertitude relative au réglage de fréquence des instruments est habituellement négligeable dans le cas d'instruments modernes assurant une précision de fréquence meilleure qu'un sur 10^6 .

- a) Orientation de la STA;
- b) désadaptation de polarisation de la STA;
- c) effets indésirables de l'imperfection de l'emplacement et des mâts d'antennes sur la STA;
- d) effets de champ proche et couplage mutuel des antennes décrits dans l'Annexe C;
- e) désadaptation d'impédance de l'AUC et de la STA;
- f) orientation de l'AUC;
- g) désadaptation de polarisation de l'AUC;
- h) différence de distance, d , entre la STA et l'AUC;
- i) différence de hauteur, h , entre la STA et l'AUC;
- j) différence entre la distance de la position des centres de phase de la STA par rapport à sa position de référence et celle de l'AUC; cette différence est réduite au minimum en s'assurant que la STA et l'AUC ont des dimensions analogues (voir 8.3.3);
- k) différence des effets indésirables de l'imperfection de l'emplacement et des mâts d'antennes dans les mesurages STA et AUC; lorsque l'AUC et la STA ont des dimensions mécaniques et des propriétés directionnelles proches, cette contribution est réduite au minimum;
- l) différence de couplage entre AUC-plan de masse de référence et STA-plan de masse de référence, et entre AUC-antenne d'émission et STA-antenne d'émission.

7.5 Paramètres de spécification du centre de phase et de la position des antennes

7.5.1 Généralités

Les méthodes TAM, SAM et SSM sont basées sur les mesurages de SIL effectués à un emplacement d'étalonnage donné, avec les montages d'essai de base représentés sur la Figure 7 et la Figure 8 (voir 7.2.2). Pour les montages établis sur la géométrie de la Figure 8, la hauteur d'antenne, h , est définie comme la hauteur de la position de référence (voir 7.5.2.1) de l'antenne au-dessus du plan de masse de référence. La grandeur d est définie comme la distance de séparation des points de référence des deux antennes quand elles sont alignées sur leurs axes respectifs. Quand les antennes se situent au-dessus d'un plan de masse de référence, éventuellement à des hauteurs différentes, d est la distance entre les antennes telle que projetée sur le plan de masse de référence.

Pour réaliser un étalonnage plus précis des antennes LPDA, il convient d'évaluer la distance de séparation d compte tenu des positions des centres de phase, comme cela est expliqué en 7.5.2. Lorsque le calcul de l'AF ne prend pas en compte la position des centres de phase, une incertitude adéquate doit être incluse dans l'estimation de l'incertitude de l'AF.

NOTE 1 Quand l'antenne est couverte par un radôme qui ne peut pas être retiré pour déterminer les longueurs et les positions des éléments doublets, l'emplacement des éléments est déterminé sur la base des informations fournies par le fabricant; voir également NOTE 2 en 7.5.2.2.

NOTE 2 Dans un mesurage des perturbations rayonnées, où AF est associé au point milieu d'une antenne LPDA, une correction peut être appliquée à l'intensité de champ mesurée afin de fournir l'intensité de champ à la séparation exigée par rapport à l'EUT; voir A.6.2. Lorsque la correction n'est pas appliquée, pour une antenne LPDA d'une longueur approximative de 0,6 m par exemple, avec $d = 10$ m, l'incertitude atteint + 0,3 dB avec un

niveau maximal à une fréquence de 200 MHz, et –0,3 dB au plus avec un niveau maximal à une fréquence de 1 000 MHz. Avec $d = 3$ m, l'incertitude maximale est de ± 1 dB environ.

La distance de séparation d dans le cas des antennes cornets doit être mesurée entre le plan qui comprend la surface la plus frontale de l'ouverture de chaque antenne, et qui est orthogonal à la ligne présente entre les antennes. Pour réaliser un étalonnage plus précis des antennes cornets, il convient d'évaluer la séparation d compte tenu des positions des centres de phase, comme cela est décrit en 7.5.3.

7.5.2 Position de référence et centres de phase des antennes LPDA et hybrides

7.5.2.1 Position de référence

Pour les antennes LPDA et hybrides, la séparation d doit être mesurée à partir du repère d'identification du fabricant apposé sur l'antenne. En l'absence de repère, le point milieu entre les éléments doublets les plus courts et les plus longs doit être utilisé comme position de référence.

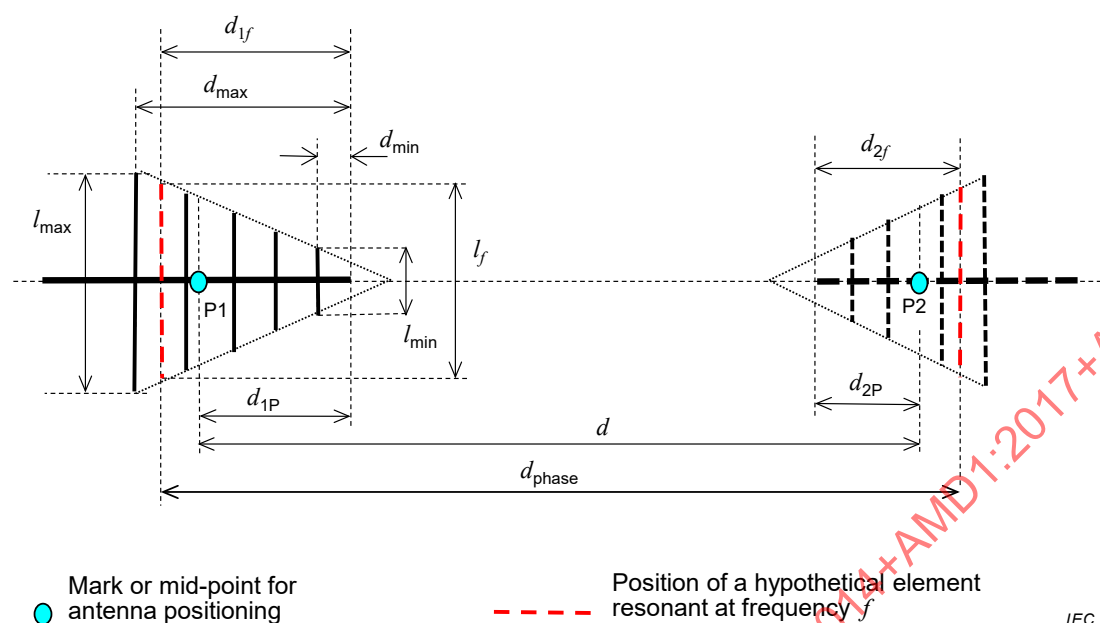
NOTE Pour les antennes hybrides, l'élément le plus long est l'élément biconique (ou panneau). Lorsque la plage d'utilisation de l'antenne n'est pas utilisée en intégralité, les incertitudes relatives aux centres de phase non corrigés peuvent être réduites en prenant le point milieu entre les doublets dont les longueurs sont le plus proches de $0,9 \times \lambda/2$ aux extrémités supérieure et inférieure de la gamme de fréquences mesurée.

7.5.2.2 Centres de phase

L'interpolation linéaire sert à estimer la position des centres de phase pour les fréquences comprises entre les fréquences de résonance des éléments doublets aux extrémités supérieure et inférieure de la gamme de fréquences de fonctionnement. Afin de réduire l'incertitude propre à la détermination de F_a , la séparation des antennes, d , dans les équations utilisées dans la TAM (c'est-à-dire comme cela est décrit en 7.4.1.1 et 7.4.1.2) peut être remplacée par la distance entre les éléments résonnants, d_{phase} , donnée par:

$$d_{\text{phase}} = d + (d_{1f} - d_{1p}) + (d_{2f} - d_{2p}) \quad (54)$$

Cette analyse se pose en termes des paramètres propres à l'antenne 1 (représentée sur la gauche de la Figure 13); une analyse équivalente doit être appliquée pour l'antenne 2 en termes de ses paramètres P_2 , d_{2f} , et d_{2p} . D'autres paramètres pertinents sont indiqués sur la Figure 13. P_1 est le repère du fabricant, ou le centre de chaque antenne, d_{1p} est la distance entre le sommet de l'antenne 1 et P_1 , et d_{1f} est la distance entre le sommet de l'antenne 1 et la position du centre de phase à la fréquence f .



Légende

Anglais	Français
Mark or mid-point for antenna positioning	Repère ou point milieu pour le positionnement des antennes
Position of a hypothetical element resonant at frequency f	Position d'un élément résonnant hypothétique à la fréquence f

Figure 13 – Distance de séparation par rapport au centre de phase d'une antenne LPDA

La distance entre le sommet de l'antenne LPDA et son centre de phase, d_{1f} , est donnée de manière approximative par l'Équation (55).

$$d_{1f} = \frac{(l_f - l_{\min})(d_{\max} - d_{\min})}{l_{\max} - l_{\min}} + d_{\min} \quad (55)$$

où

l_f est la longueur de l'élément doublet nominale résonnant à la fréquence f en MHz et est égale à $(0,9 \times 150 / f)$ en m, où 0,9 est un facteur de correction dédié à la position effective du centre de phase [20];

$l_{\min}$ et $l_{\max}$ sont les longueurs des doublets qui ont les longueurs minimale et maximale (c'est-à-dire que les doublets sont résonnants à environ les fréquences de fonctionnement supérieures et inférieures, respectivement);

$d_{\min}$ et $d_{\max}$ sont les distances entre les doublets de longueurs minimale et maximale et le sommet de l'antenne, respectivement.

NOTE 1 Le centre de phase des antennes LPDA ne se déplace que de manière approximativement linéaire, avec la fréquence inverse, c'est-à-dire $1/f$. L'interpolation linéaire constitue un calcul approché sur une distance de 50 mm à une fréquence d'environ 200 MHz, qui se réduit à une distance de 15 mm à une fréquence d'environ 1 GHz. Une valeur plus précise du centre de phase est déterminée soit par la méthode de modélisation des moments, soit par le mesurage du rayonnement grâce à une rotation dans le plan d'azimut de l'antenne et à un réglage du centre de rotation de cette dernière jusqu'à ce que l'angle de phase mesuré par un VNA ne varie pas sur une plage angulaire d'azimut qui englobe le lobe principal de l'antenne.

NOTE 2 L'Équation (55) est simplifiée à l'expression suivante en supposant que le sommet physique de l'antenne LPDA coïncide avec le sommet projeté d'un triangle.

$$d_{1f} = \frac{l_f}{l_{\max}} d_{\max}$$

Dans la pratique, la pointe et le sommet diffèrent habituellement de quelques centimètres, et l'effet de cette différence (généralement de moins de 0,15 dB) est inclus dans le mesurage du budget d'incertitude.

Une autre formule simplifiée basée sur la longueur de l'antenne et la gamme de fréquences, est donnée par l'Équation (56). Ceci est notamment applicable lorsque les éléments doublets LPDA ne sont pas accessibles à l'intérieur d'un radôme pour lequel les longueurs d'éléments exigées par l'Équation (55) ne peuvent pas être mesurées. En règle générale, les radômes sont utilisés à des fréquences au-delà de 1 GHz, ce qui implique une antenne de petites dimensions, et limite par conséquent l'incertitude dans l'estimation de l'emplacement des éléments.

$$d_{1f \text{ radome}} = \frac{f_{\max}^{-1} - f_{\min}^{-1}}{f_{\max}^{-1} - f_{\min}^{-1}} d_{\text{LPDA}} \quad (56)$$

où

- $f_{\max}, f_{\min}$ sont les fréquences de calcul maximale et minimale de l'antenne;
- f est la fréquence à laquelle la correction est exigée;
- d_{LPDA} est la longueur estimée de la partie active de l'antenne LPDA entre $f_{\min}$ et $f_{\max}$;

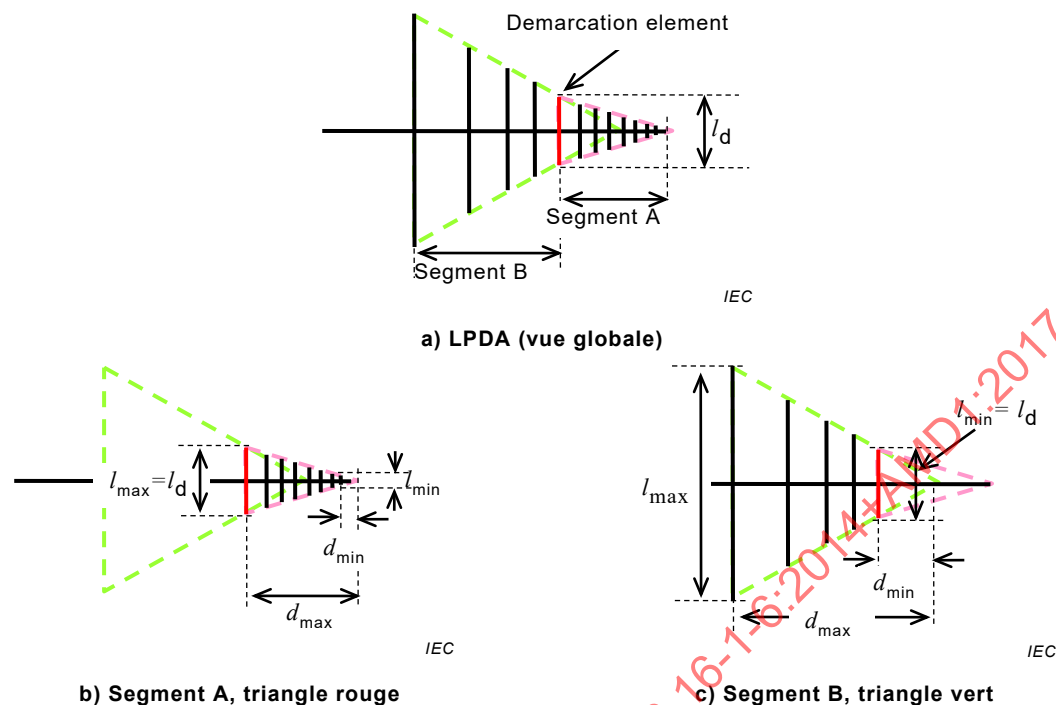
Pour une plage de d en m, l'incertitude relative à la SIL est de $20\lg[(d + \Delta d)/d]$ où Δd représente l'incertitude estimée de la position des éléments.

Dans le passé, l'enveloppe des longueurs des éléments doublets de la plupart des antennes LPDA utilisées dans les essais CEM suivait une conicité linéaire, mais certaines antennes hybrides présentent toutefois une conicité courbe vers le sommet, comme cela est illustré à la Figure 14 a), afin d'améliorer le gain de l'antenne. Pour une antenne LPDA dont l'enveloppe des longueurs d'éléments suit une conicité courbe, la méthode qui utilise les Équations (54) et (55) génère des incertitudes importantes relatives à la position calculée du centre de phase. Afin de réduire l'incertitude, il convient de calculer la position du centre de phase à l'aide de deux segments coniques distincts. Pour cette méthode, un élément de démarcation est désigné, qui est l'élément positionné au niveau d'un changement observé dans la pente conique des longueurs d'antennes. La partie située entre le sommet de l'antenne et l'élément de démarcation est désignée comme le segment A [voir Figure 14 b)], et la partie comprise entre l'élément de démarcation et l'élément de plus grande longueur est désignée comme le segment B [voir Figure 14 c)].

La fréquence de résonance, f_d , basée sur la longueur de l'élément de démarcation, l_d , est calculée à l'aide de l'équation:

$$f_d = \frac{0,9 \times 150}{l_d} \text{ en MHz} \quad (57)$$

Les positions des centres de phase pour les fréquences supérieures à f_d se trouvent dans le segment A, et les fréquences inférieures à f_d se trouvent dans le segment B. Les valeurs de $l_{\min}$, $l_{\max}$, $d_{\min}$ et $d_{\max}$ sont alors choisies sur la base des éléments les plus longs et les plus courts dans les segments respectifs, comme cela est illustré à la Figure 14 b) et à la Figure 14 c). L'Équation (55) permet de calculer les positions des centres de phase pour les segments A et B, en utilisant les paramètres de longueur définis dans le Tableau 8.



Légende

Anglais	Français
Demarcation element	Élément de démarcation

Figure 14 – Antenne LPDA à géométrie conique courbe

Tableau 8 – Paramètres utilisés pour déterminer les centres de phase des segments A et B

Segment A	
$l_{\min}$	Longueur du doublet de longueur minimale
$l_{\max}$	Longueur de l'élément doublet de démarcation
$d_{\min}$	Distance entre le doublet de longueur minimale et le sommet de l'antenne
$d_{\max}$	Distance entre l'élément doublet de démarcation et le sommet de l'antenne
Segment B	
$l_{\min}$	Longueur de l'élément doublet de démarcation
$l_{\max}$	Longueur du doublet de longueur maximale
$d_{\min}$	Distance entre l'élément doublet de démarcation et le sommet de l'antenne
$d_{\max}$	Distance entre le doublet de longueur maximale et le sommet de l'antenne

7.5.3 Centres de phase des antennes cornets

7.5.3.1 Généralités

L'AF des antennes cornets est mesuré en utilisant une distance de séparation d de 1 m au maximum entre les faces avant (ouvertures) d'une paire d'antennes. Le mesurage précis de F_a , nécessite une distance de séparation plus grande, ce qui donne une meilleure condition d'ondes planes (voir 9.5). Il convient d'évaluer l'incertitude de F_a compte tenu de la distance de séparation et des positions des centres de phase. Une formule de calcul de la position des centres de phase pour les antennes cornets à gain normalisés pyramidaux rectangulaires, et ce, pour les paramètres et la géométrie de la Figure 15, est donnée en [49].

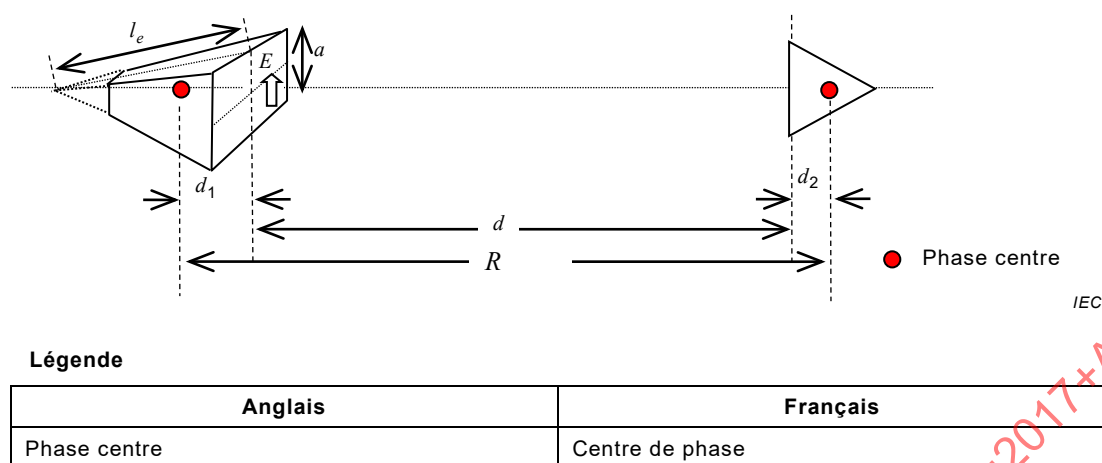


Figure 15 – Distance de séparation par rapport au centre de phase des antennes cornes (voir détails en [49])

7.5.3.2 Méthode expérimentale pour les centres de phase des antennes DRH

Tandis que les centres de phase des antennes cornes à gain normalisés décrites en 7.5.3.1 sont calculables, cette méthode n'est pas aussi directe pour les antennes cornes à double mouture (DRH). L'avantage d'utiliser des antennes DRH réside dans le fait que leur largeur de bande de fonctionnement comprise entre 1 GHz et 18 GHz est bien plus importante que celle des cornes à gain normalisés. Les antennes DRH comportent diverses structures qui renforcent le caractère variable de leurs positions de centres de phase.

Il a été démontré qu'une méthode expérimentale, telle que décrite dans le présent paragraphe, fournit un calcul approché correct de la position des centres de phase. Cette méthode s'applique à deux antennes identiques, dans la mesure où le centre de phase combiné est déterminé, puis partagé en deux afin de fournir le résultat sur une seule antenne. Il est demandé aux fabricants d'antennes de spécifier les positions des centres de phase de leurs antennes cornes.

NOTE 1 Une simulation de calcul exigeant des informations détaillées sur chaque structure d'antenne a permis de prévoir l'emplacement du centre de phase tel que déterminé à partir du diagramme de phase, comme cela est consigné en [30], mais cette méthode est exploratoire.

La puissance de réception est mesurée à l'aide de la méthode décrite en 5.2.2 de la CISPR 16-1-5:2014. Le rapport $P(d)$, de la puissance d'émission, P_1 , sur la puissance de réception, $P_2(d)$, en fonction de la séparation des antennes, d , est enregistré. La séparation des antennes est mesurée entre les ouvertures d'une paire d'antennes DRH ayant les mêmes dimensions. Les données résultantes sont normalisées en suivant les étapes suivantes, en termes des paramètres présentés à la Figure 16. La correction de la distance, d_1 , constitue une mesure utile du centre de phase de l'antenne.

- Multiplier les rapports de puissance mesurés par le carré de la somme de la distance de séparation et un terme de correction de la distance, d_x ; c'est-à-dire $P(d) \times R^2$ où $R = (d + d_x)$ en m, et d_x est une estimation de la distance entre les centres de phase.
- Calculer la racine carrée de cette grandeur à chaque distance.

NOTE 2 Si l'estimation d_x est égale à la vraie distance entre les centres de phase d_1 illustrée à la Figure 16, la valeur de la racine carrée devient alors constante, indépendamment de la distance de séparation d , qu'implique l'Équation (58).

- Réduire au minimum la variation de cette grandeur par rapport à une droite, au moyen d'un processus des moindres carrés, en ajustant la correction de la distance, d_x .

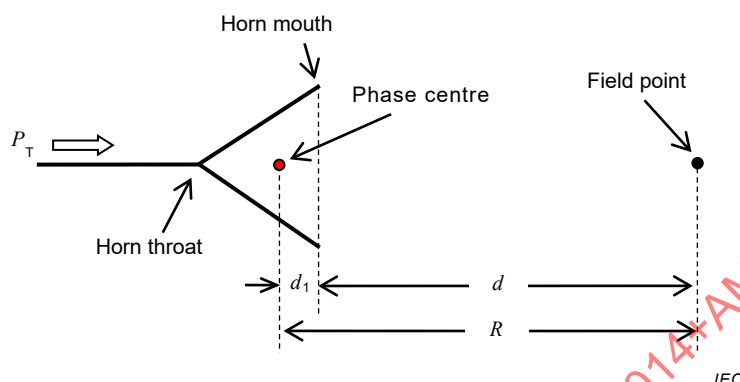
$$\sqrt{P(d)R^2} = \sqrt{\frac{P_2(d)}{P_1}} R = \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right) \sqrt{g_a(1)g_a(2)} = \text{constant} \quad (58)$$

où

P_1 et $P_2(d)$ sont les puissances d'émission et de réception à une distance de séparation d ;

$g_a(1)$ et $g_a(2)$ sont les gains obtenus (voir C.2.1) des antennes d'émission et de réception respectivement;

λ est la longueur d'onde, en m.



Légende

Anglais	Français
Horn mouth	Ouverture de l'antenne cornet
Horn throat	Gorge de l'antenne cornet
Phase centre	Centre de phase
Field point	Point de champ

Figure 16 – Représentation schématique d'une antenne DRH illustrant les emplacements relatifs du point de champ et du centre de phase de l'antenne

8 Détails pour les méthodes d'étalonnage TAM, SAM et SSM pour des fréquences de 30 MHz et plus

8.1 Généralités

Les principes de base des méthodes TAM, SAM et SSM sont donnés en 4.3 et à l'Article 7, qui traitent principalement des équations essentielles relatives à l'AF. Les instructions détaillées en 7.2 concernant le mesurage de SIL et de SA constituent le fondement des modes opératoires de mesure spécifiés aux Articles 8 et 9. D'autres détails généraux et spécifiques concernant ces méthodes sont donnés à l'Article 8, et des détails spécifiques concernant les mesurages des types d'antenne particuliers sont donnés à l'Article 9. Une équation de modélisation, sur laquelle repose un budget d'incertitude, est déduite par calcul en 7.4.1.1.2 et constitue un exemple de la méthode à suivre pour les autres mesurages de budget d'incertitude décrits aux Articles 8 et 9.

8.2 Considérations concernant les étalonnages F_a à l'aide de la méthode TAM

8.2.1 Considérations générales

Le dispositif de mesure doit satisfaire aux exigences spécifiées en 6.2. Les intervalles de fréquence d'étalonnage sont donnés en 6.1.1. Les vérifications de fonctionnement d'une AUC décrites en 6.3 doivent être effectuées préalablement à l'étalonnage. Un budget d'incertitude de mesure destiné au mesurage de F_a doit être préparé (c'est-à-dire voir 4.4).

8.2.2 Considérations concernant l'emplacement d'étalonnage et le montage d'antennes pour une utilisation avec la méthode TAM

La méthode TAM implique la réalisation de trois mesurages de SIL pour trois antennes combinées en trois paires d'antennes. Les deux antennes utilisées dans un mesurage de SIL doivent être séparées avec une distance suffisante afin que chacune se situe dans le champ lointain de l'autre, et de manière à réduire le couplage mutuel (c'est-à-dire voir Figure C.5 de C.5). Les méthodes d'étalonnage décrites ci-dessous spécifient des distances de séparation qui satisfont à ces conditions.

NOTE Lorsque la gamme de fréquences spécifiée d'une antenne biconique commence à une fréquence de 20 MHz, les laboratoires d'essais CEM exigent couramment un étalonnage à partir de cette fréquence. Sous réserve que la fréquence spécifiée par le fabricant commence à 20 MHz, et sous réserve que l'emplacement d'étalonnage ait été validé jusqu'à une fréquence de 20 MHz, l'antenne peut être étalonnée à l'aide de la TAM en appliquant au moins une séparation de 15 m. Un avantage de cette méthode est que l'impédance propre prévaut sur l'impédance mutuelle, et de ce fait la polarisation horizontale peut être utilisée avec un couplage au sol peu important dans cette gamme de fréquences.

Il est essentiel que l'emplacement d'essai soit exempt de réflexions indésirables, étant donné que la perte d'insertion d'emplacement (SIL) est déformée par les signaux autres que ceux émis directement entre les deux antennes, avec pour conséquence une augmentation de l'incertitude de F_a . Par conséquent, l'emplacement doit satisfaire au critère de validation applicable à la méthode d'étalonnage. Dans le cas d'un emplacement d'étalonnage avec un plan de masse de référence, les réflexions spéculaires bien formées émises par le plan de masse de référence sont des signaux prévus pris en compte dans le calcul de l'AF. Les méthodes de validation pour les emplacements d'étalonnage des antennes sont données dans la CISPR 16-1-5.

Lorsque la TAM est utilisée pour étalonner des antennes pour lesquelles les AF ne sont pas connus, il est utile, afin de sélectionner l'emplacement d'étalonnage approprié à utiliser, de connaître la gamme de fréquences, ainsi que le degré de directivité des antennes. Une FAR ou une SAC peut satisfaire aux exigences concernant les antennes directionnelles, dans la mesure où le niveau de signal dirigé vers les cinq surfaces intérieures de la chambre est moindre, à l'exclusion de la paroi faisant face à l'antenne, et où le degré de réflexion susceptible d'influer sur les résultats mesurés est également moins important. Toutefois, pour des fréquences inférieures à 200 MHz, les antennes sont davantage omnidirectionnelles, et il peut de ce fait être plus difficile de parvenir à la suppression nécessaire des réflexions. Par conséquent, un emplacement d'étalonnage en espace libre avec un plan de masse de référence est recommandé pour des fréquences inférieures à 200 MHz (voir également A.1).

Il peut être difficile de constituer un environnement en espace libre quasi-parfait pour l'étalonnage des antennes, à la fois pour des raisons pratiques et économiques, notamment en dessous de 200 MHz. Les deux principaux effets indésirables qui gênent la constitution d'un environnement en espace libre sont: 1) le couplage mutuel des antennes métalliques avec leurs représentations sur des surfaces électriquement conductrices et 2) les réflexions des surfaces, supports et câbles d'antennes. Se reporter à C.6 pour observer quelques exemples de quantification de ces effets. Se reporter à A.2.3 pour observer des méthodes de réduction de l'influence des supports et des câbles d'antennes.

Les cinq méthodes différentes qui permettent de créer les conditions d'emplacement d'étalonnage afin de pouvoir mesurer F_a à l'aide de la TAM sont les suivantes:

- a) Utiliser une hauteur élevée au-dessus du sol, de sorte que l'effet du sol peut être négligé ou pris en compte par un terme d'incertitude. L'emplacement ne doit pas être recouvert d'une enveloppe de protection contre les intempéries qui provoque des réflexions. Cette approche décrite en 9.4.2 se révèle utile pour obtenir le F_a des antennes LPDA à polarisation verticale à une hauteur d'au moins 4 m au-dessus du sol, en utilisant une distance de séparation de 3 m ou moins, de sorte qu'aucun matériau absorbant du plan de masse de référence ne soit exigé. Pour cette approche, un plan de masse de référence non métallique permet l'utilisation de hauteurs d'antenne moins élevées qu'un plan de masse de référence métallique (voir également A.1).

- b) Disposer d'un hémisphère supérieur exempt de réflexions (demi-espace), et réduire au minimum les réflexions sur le plan de masse de référence en plaçant un matériau absorbant sur le sol entre les antennes, c'est-à-dire comme cela est décrit en 9.4.4. L'utilisation d'une quantité limitée de matériau absorbant sur un emplacement d'étalonnage extérieur peut être plus économique que l'emploi d'une chambre anéchoïque suffisamment grande. Cette approche est adaptée à l'étalonnage des antennes LPDA.
- c) Utilisation d'une FAR, c'est-à-dire comme cela est décrit en 9.5. Il s'agit de l'approche traditionnelle de mesure des antennes directionnelles dans la gamme de fréquences comprise entre 1 GHz et 18 GHz. La dimension minimale de la chambre est fonction du gain isotrope de l'AUC, de ses diagrammes de rayonnement, de la séparation maximale des paires d'antennes et de la qualité du matériau absorbant.
- d) Utiliser une polarisation verticale pour les antennes biconiques, afin de réduire l'effet du couplage mutuel avec le plan de masse de référence, c'est-à-dire comme cela est décrit en 9.3.
- e) Utiliser le calcul de la moyenne arithmétique de $F_a(h,p)$ sur une plage de hauteurs d'au moins $\lambda/2$ au-dessus d'un plan de masse de référence, en lieu et place de créer un environnement en espace libre. Cette approche est décrite en B.4 pour l'étalonnage des antennes biconiques, et se révèle notamment utile pour les antennes doublets en dessous d'une fréquence de 120 MHz, mais un mât d'une hauteur de plus de 4 m est toutefois nécessaire pour des fréquences inférieures à 50 MHz.

Les méthodes de mesure qui permettent de déterminer F_a à l'aide de la TAM sont également adaptées dans la présente norme pour inclure la réflexion du plan de masse de référence. L'Annexe C fournit des informations qui permettent de définir les hauteurs d'antenne et les distances de séparation optimales afin d'obtenir des incertitudes acceptables générées par la directivité et le couplage mutuel des antennes. F_a est mesuré selon les deux méthodes suivantes en utilisant un emplacement avec plan de masse de référence:

- Mesurage de F_a par un balayage en hauteur à l'aide de la SSM, c'est-à-dire comme cela est décrit en 8.4.
- Utilisation des antennes positionnées à une hauteur spécifique au-dessus d'un plan de masse de référence, de sorte que l'AF dépendant de la hauteur d'un doublet accordé s'approche de F_a dans un environnement en espace libre. La méthode TAM est utilisée pour cette approche, comme cela est décrit en B.5.3. Ces méthodes se révèlent notamment utiles sur des emplacements extérieurs à des fréquences inférieures à 120 MHz environ, où l'utilisation d'une quantité suffisante de matériau absorbant sur un plan de masse de référence, ou la construction d'une chambre anéchoïque suffisamment grande peut se révéler non économique ou non pratique. Les exemples de hauteurs d'antenne utilisées pour cette méthode d'étalonnage de F_a sont énumérés dans le Tableau C.1 (voir C.6.1).

8.2.3 Paramètres d'antennes pour un environnement en espace libre ou un emplacement sur plan de masse de référence

8.2.3.1 Considérations concernant les paramètres d'antennes pour un environnement en espace libre

Le diagramme de rayonnement des antennes peut être utilisé comme élément favorisant la réduction au minimum de la hauteur exigée, ainsi que la quantité et la qualité du matériau absorbant nécessaire, pour un emplacement sur plan de masse de référence. Pour une certaine hauteur et une certaine séparation (et avec une polarisation verticale, qui permet une réduction supplémentaire de la hauteur), un matériau absorbant n'est pas nécessaire. Les méthodes de validation d'emplacement de la CISPR 16-1-5 sont utiles pour déterminer le montage approprié des antennes, ainsi que le matériau absorbant qui convient.

Une chambre anéchoïque peut être utilisée pour l'étalonnage des antennes LPDA, mais en raison des directivités moindres des antennes LPDA par comparaison avec les antennes cornets, la réalisation des niveaux exigés de réflectivité de la chambre est plus exigeante; une autre méthode consiste à utiliser un emplacement libre en hauteur, tel que décrit en 9.4.

A des fréquences au-delà de 500 MHz, la séparation entre les antennes utilisées pour l'étalonnage des antennes LPDA peut être réduite, mais cela exige une plus grande précision du mesurage de la distance de séparation. La caractéristique de polarisation croisée de certaines antennes LPDA peut être très faible à l'extrémité supérieure de la gamme de fréquences, selon la conception des antennes (voir 6.3.3).

8.2.3.2 Considérations concernant les paramètres d'antennes pour un environnement sur plan de masse de référence

Avec un environnement sur plan de masse de référence, les paramètres de montage des antennes (d , h_i , h_j) doivent être choisis, en utilisant l'Équation (41) (voir 7.4.1.2.1) ou l'Équation (C.24) (voir C.3.2), en s'assurant que les hauteurs des antennes de réception et d'émission sont telles que le signal ne se situe pas dans un champ de niveau zéro; c'est-à-dire qu'il convient que le niveau de signal minimum soit de 6 dB par rapport au niveau de signal maximal le plus proche (voir également 7.4.1.2.1, et la définition du niveau zéro en 3.1.1.19). Les méthodes d'étalonnage décrites dans les paragraphes suivants spécifient des hauteurs d'antenne qui remplissent cette condition.

En règle générale, les paires d'antennes sont positionnées de manière à être alignées le long de leurs axes de visée respectifs. Dans un environnement en espace libre, les équations TAM utilisées pour le calcul de l'AF ne sont pas tenues de prendre en compte un terme de diagramme de rayonnement. À l'opposé, pour un emplacement sur plan de masse de référence, le signal réfléchi d'une antenne ne se situe pas dans l'axe de visée, comme cela est illustré à la Figure 8 (voir 7.2.2). De plus, lorsque les antennes à montage horizontal font l'objet d'un balayage en hauteur, les axes de visée respectifs ne sont plus alignés dans le plan vertical. Le signal qui quitte l'antenne en direction du sol est plus faible que le signal qui quitte l'antenne en direction de l'antenne appariée.

Des exemples de valeurs numériques de diagrammes de rayonnement sont donnés à la Figure C.11, à la Figure C.12 et à la Figure C.13 (C.7.2, C.7.3 et C.7.4); ils peuvent être utilisés pour estimer l'incertitude de l'AF générée par l'écart d'amplitude des deux signaux par rapport à la valeur de l'axe de visée. La formulation TAM en C.3.2 comprend un terme de diagramme de rayonnement, donné par l'Équation (C.22), qui tient compte de l'écart par rapport à l'axe de visée des rayons directs et réfléchis; toutefois, l'approche exige de connaître les diagrammes de rayonnement d'amplitude et de phase.

Une solution pratique consiste à réduire au minimum l'écart angulaire des rayons par rapport à l'axe de visée, en utilisant une séparation d'antennes importante, en maintenant les hauteurs d'antenne à un niveau minimum, et à prendre en compte l'écart par rapport à F_a grâce à un terme d'incertitude. Cela suppose une largeur de faisceau importante, de sorte que les angles des rayons entre les antennes et via le sol soient suffisamment petits par rapport à l'axe de visée, de façon telle que la réduction du signal soit négligeable, comme cela est décrit mathématiquement par l'Équation (C.23). Cette condition est une hypothèse valable pour les antennes LPDA avec une séparation de 10 m, où la hauteur d'une antenne est de 2 m au plus, et la hauteur de l'autre antenne est de 2,7 m au plus; voir 8.4.2 pour d'autres détails.

Les antennes doublets et biconiques sont placées avec une polarisation horizontale en vue de leur étalonnage, sauf en cas d'utilisation de 9.3. Étant donné que leurs diagrammes de plan H sont nominalement uniformes, l'Équation (C.22) (voir C.3.2) peut être simplifiée en Équation (41) (voir 7.4.1.2.1) en supprimant le terme de diagramme de rayonnement. Toute ondulation mineure dans les diagrammes de rayonnement peut être prise en compte dans le budget d'incertitude de mesure.

8.2.4 Validation de la méthode d'étalonnage

Un étalonnage à l'aide de la méthode TAM en lieu et place de la méthode SAM fournit un contrôle de la validité des résultats de mesure, sous réserve qu'au moins une des antennes ait des résultats de mesure indépendants préalables. La différence entre les facteurs AF déterminés par les méthodes TAM et SAM indique si l'emplacement d'étalonnage et les

méthodes de mesure sont suffisamment adapté(e)s pour obtenir les incertitudes souhaitées pour le facteur AF. Lorsque la différence est faible, par exemple moins de 0,3 dB, ce processus de comparaison permet également d'identifier et de réduire les composantes de l'incertitude les plus importantes du budget d'incertitude de mesure, compte tenu du fait que les valeurs de l'incertitude sont souvent surestimées.

Il peut arriver qu'une antenne subisse un endommagement après un étalonnage externe, mais reste néanmoins stable, si bien que la différence puisse être plus importante; face à cet événement peu courant, cette condition pourrait être constatée uniquement après avoir vérifié d'autres causes potentielles de la différence. Dans le cas du scénario plus probable d'absence d'endommagement de l'antenne, une différence plus importante pourrait indiquer des erreurs qui peuvent se produire aisément, par exemple, une mauvaise connexion de câbles ou un réglage de niveau de puissance erroné entraînant une compression des réponses. La cohérence avec les données historiques relatives aux facteurs d'antenne des deux antennes "appariées" utilisées par le laboratoire d'étalonnage est utile afin de s'assurer du caractère correct de l'étalonnage de l'AUC.

Une autre méthode de vérification d'un système de mesure dans une chambre anéchoïque consiste à comparer les AF en espace libre mesurés de la même antenne dans la chambre anéchoïque, avec les résultats obtenus avec un CALTS. Une concordance parfaite entre les résultats issus des deux emplacements, par exemple une différence de moins de 0,3 dB, apporte la confirmation que les deux emplacements et leurs systèmes et méthodes de mesure sont satisfaisants. Voir également 7.1 de la CISPR 16-1-5:2014.

8.3 Considérations concernant les étalonnages F_a à l'aide de la méthode SAM

8.3.1 Considérations générales et emplacement d'étalonnage pour une utilisation de la méthode SAM

Les mesurages de F_a par la méthode SAM sont décrits dans la présente norme à la fois pour un environnement en espace libre, et pour les emplacements qui utilisent un plan de masse de référence (voir 4.3.5). Le principe de base de la SAM veut qu'une répartition uniforme des champs sur l'ouverture d'une STA soit générée par une antenne d'émission. L'intensité de champ est mesurée par la STA qui est ensuite remplacée par l'AUC, dont le F_a est calculé à partir de l'intensité de champ connue et de la tension de sortie de l'AUC. Le facteur F_a de l'antenne d'émission n'est pas pertinent, à l'exception du fait qu'il est nécessaire que le diagramme de rayonnement soit adapté à une répartition uniforme des champs sur l'AUC et la STA placées dans le champ lointain de l'antenne d'émission. Une répartition des champs suffisamment uniforme est réalisée lorsque les critères de validation de l'emplacement appropriés sont également satisfaits. Dans la pratique, l'intensité de champ ne fait pas l'objet d'un mesurage particulier, celui-ci étant supprimé par l'utilisation de l'Équation (51) (voir 7.4.3.1).

Lorsque les antennes cornets ne sont pas adaptées pour être utilisées en tant que STA, c'est-à-dire habituellement pour des fréquences inférieures à 1 GHz, le doublet calculable représente la STA la plus précise (c'est-à-dire voir [11], [23], [26], [47], [52], [57] et la CISPR 16-1-5). Pour un doublet calculable, F_a peut être calculé tant dans des conditions en espace libre qu'à toute hauteur au-dessus d'un plan de masse de référence parfait, dans des polarisations horizontale et verticale (voir C.2 de la CISPR 16-1-5:2014). Afin d'obtenir des incertitudes faibles de F_a , il est recommandé d'utiliser une antenne doublet calculable à large bande comprise entre 30 MHz et 1 GHz, telle que celle décrite en A.3.2 (voir aussi le Tableau A.1 de la CISPR 16-1-5:2014). Une autre option consiste à utiliser une antenne à large bande, telle qu'une antenne biconique ou LPDA étalonnée par la méthode TAM.

L'emplacement d'étalonnage doit satisfaire au critère de validation défini dans la CISPR 16-1-5, applicable pour la méthode appropriée d'étalonnage d'antenne.

Le dispositif de mesure doit satisfaire aux exigences spécifiées en 6.2. L'ensemble minimal de fréquences d'étalonnage F_a est donné en 6.1.1. Un budget d'incertitude de mesure doit être préparé pour le mesurage de F_a ; c'est-à-dire voir 4.4 et 7.4.3.2.

8.3.2 Méthodes d'étalonnage et montages d'antennes pour le facteur F_a par la méthode SAM

La méthode SAM repose sur l'existence d'une STA (voir également 3.1.1.10), avec un facteur F_a connu. Un étalonnage SAM implique d'effectuer le mesurage de SIL entre une AUC et une antenne appariée. La STA se substitue à l'AUC et un deuxième mesurage de SIL est effectué. Le facteur F_a de l'AUC est donné par la différence constatée dans les deux résultats SIL combinés avec le facteur F_a de la STA [c'est-à-dire voir l'Équation (51) de 7.4.3.1].

Lorsque la STA remplace l'AUC, sous réserve que la substitution s'effectue dans le même espace physique et que le câble conserve la même configuration, les signaux réfléchis par le câble et le mât sont en grande partie annulés lors du calcul de la grandeur de différence ($V_{STA} - V_{AUC}$). On doit veiller tout particulièrement à ce que la méthode soit efficace: c'est-à-dire que pour évaluer si l'annulation des réflexions de l'emplacement, du mât et des câbles est suffisante, il convient de comparer le facteur F_a de l'AUC avec ce même facteur F_a étalonné par une méthode indépendante, telle que la TAM. Pour un montage donné, il est nécessaire de mettre en oeuvre cette méthode une seule fois pour chaque classe d'antenne (des antennes biconiques classiques, par exemple), afin de déterminer que l'antenne SAM et la configuration de l'emplacement fournissent des résultats avec l'incertitude attendue.

La méthode VP définie en 9.3 qui utilise un plan de masse de référence implique l'existence d'une conicité de champ dans le plan vertical, dans la mesure où le champ est le produit des signaux directs et des signaux réfléchis sur le sol.

Par conséquent, la STA et l'AUC doivent avoir des diagrammes de plan E similaires au niveau des angles par rapport à l'antenne d'émission, et par rapport à la région de réflexion spéculaire sur le plan de masse de référence.

Lorsque les antennes AUC et STA sont montées à une hauteur fixe au-dessus d'un plan de masse de référence, le facteur, $F_a(h,p)$, dépendant de la hauteur, est obtenu, comme cela est décrit en 7.4.3.1. La hauteur des antennes appariées h_1 doit être choisie de manière à éviter le niveau zéro décrit en 7.4.1.2.1. Habituellement $F_a(h,p)$ est exigé uniquement pour les antennes biconiques et doublets à polarisation horizontale (y compris les antennes hybrides pour la gamme de fréquences comprise entre 30 MHz et 200 MHz), comme cela est décrit en B.4 (c'est-à-dire des antennes dont les diagrammes H sont suffisamment uniformes à cette fin). La méthode SAM peut également être utilisée pour mesurer F_a pour les conditions énumérées dans le Tableau 1 (voir 4.5).

Les montages dédiés aux étalonnages des antennes biconiques et des antennes doublets accordés qui utilisent la SAM sont les suivants.

- a) Antennes biconiques avec un emplacement sur plan de masse de référence. L'utilisation de la polarisation verticale réduit au minimum le couplage des antennes avec le plan de masse de référence et supprime ainsi le besoin de grandes hauteurs d'antenne. Cette méthode est décrite en 9.3.
- b) Antenne biconique dans un environnement en espace libre créé dans une FAR. Cette méthode s'applique également aux doublets de petites dimensions, à la partie doublet à large bande (biconique, par exemple) des antennes hybrides et aux doublets accordés. Un doublet accordé de 60 MHz a une longueur de 2,4 m environ, ce qui peut représenter la longueur maximale adaptée pour une FAR de dimension type, et par conséquent, il se peut qu'il soit nécessaire d'utiliser un CALTS avec des fréquences de moins de 60 MHz. La méthode est décrite en 9.2.
- c) Doublets accordés avec un emplacement sur plan de masse de référence. Un CALTS est utilisé à des fréquences inférieures à environ 120 MHz, où il se révèle peu économique ou peu pratique d'utiliser des matériaux absorbants ou de construire une chambre anéchoïque suffisamment grande pour réduire au minimum l'influence de l'emplacement d'essai pour l'étalonnage. Des méthodes de mesure de F_a sont décrites en B.4.2 et B.5.2.

8.3.3 Paramètres de la STA

La STA utilisée pour les étalonnages de F_a au moyen de la méthode SAM doit disposer de résultats déjà existants sur le facteur AF en espace libre en fonction de la fréquence. La STA utilisée pour les étalonnages de $F_a(h,p)$ doit disposer de résultats déjà existants sur le facteur AF en fonction de la fréquence et de la hauteur de l'antenne (c'est-à-dire voir 7.4.3).

En théorie, il convient que la STA soit le même modèle d'antenne que l'AUC. Toutefois, lorsque le même modèle n'est pas disponible, l'AUC et la STA doivent avoir des dimensions mécaniques et des propriétés directionnelles similaires. Un terme d'incertitude peut également être ajouté (valeur recommandée de $\pm 0,2$ dB) au budget d'incertitude de mesure pour le facteur AF de l'AUC, afin de tenir compte des différences légères entre la STA et l'AUC. L'amplitude de cette incertitude peut être déterminée par d'autres méthodes d'étalonnage, ou au moyen de calculs numériques. Dans ce contexte, des dimensions analogues d'antennes supposent également un type analogue d'antenne, par exemple remplacement d'une antenne AUC biconique classique par un modèle d'antenne biconique différent.

Sous réserve que le champ éclairant soit uniforme à $\pm 0,5$ dB sur le volume occupé par l'AUC et la STA (voir aussi NOTE 1), une antenne STA doublet linéaire à large bande peut se substituer à une antenne AUC biconique (voir aussi NOTE 2). Étant donné qu'un doublet métallique a une largeur de bande plus étroite qu'un doublet biconique, une STA doublet métallique de trop grande longueur peut avoir un diagramme de rayonnement qui s'écarte d'un diagramme en cardioïde aux fréquences les plus élevées de l'AUC; il est par conséquent nécessaire d'utiliser deux doublets ou plus afin de couvrir la gamme de fréquences complète de l'AUC. À titre d'exemple, lorsque l'AUC est une antenne biconique étalonnée pour une gamme de fréquences comprise entre 30 MHz et 300 MHz, comme la STA, une antenne doublet calculable dont la longueur est résonnante à 60 MHz peut être utilisée pour couvrir la gamme comprise entre 30 MHz et 100 MHz, et un doublet dont la longueur est résonnante à 180 MHz peut être utilisée pour couvrir la gamme comprise entre 100 MHz et 300 MHz (voir aussi le Tableau A.1 de la CISPR 16-1-5:2014).

Le centre de la STA doit être remplacé à la même position que le centre de l'AUC avec une tolérance de ± 10 mm. Un montage SAM est représenté sur la Figure 12 (voir 7.4.3.1).

NOTE 1 Pour une séparation d'antennes importante, c'est-à-dire de 10 m ou plus, il n'est pas nécessaire que les dimensions de l'AUC et de la STA soient identiques. Pour des mesurages effectués à un emplacement sur plan de masse de référence, une erreur de distance de 0,1 m sur une distance de 10 m résultant par exemple de la différence de centre de phase entre une AUC et une STA à une fréquence donnée entraîne une variation d'intensité de signal de moins de 0,1 dB. Toutefois, pour des distances de séparation réduites et un plus grand rapport entre la hauteur et la séparation, il devient plus important, pour réduire au minimum les incertitudes, que les dimensions de l'AUC et de la STA soient équivalentes et que ces antennes aient aussi le même type d'éléments rayonnants.

NOTE 2 Une antenne de type doublet absorbe un niveau d'énergie d'une surface exposée au champ éclairant plus importante que la surface planaire représentée par les dimensions physiques réelles de l'antenne. Une ligne directrice relative à une antenne doublet à demi-longueur d'onde consiste à s'assurer que le champ est uniforme sur une surface de $\lambda/2$ par $\lambda/4$, par rapport au centre du doublet.

Dans les étalonnages SAM, une antenne LPDA peut être remplacée par une autre antenne de même nature dont la conception repose sur le même paramètre logarithmique, avec une longueur type L_{LPDA} , de 0,55 m entre les éléments doublets qui réagissent davantage à des fréquences de 200 MHz et 1 GHz (voir aussi NOTE 3 et 7.5.2.1). Pour des antennes LPDA mesurées dans un environnement en espace libre, à des séparations égales ou supérieures à 2,5 m entre leurs points milieu, il convient que les dimensions de l'AUC et de la STA ne diffèrent pas de plus de 0,1 m de la longueur L_{LPDA} .

NOTE 3 Les antennes LPDA types utilisées dans les essais CEM ont un gain d'environ 6,5 dB et une STA ayant un gain analogue est sélectionnée en lieu et place d'une antenne LPDA ayant un gain de 11 dB environ ou plus, par exemple, c'est-à-dire avec une répartition des éléments doublets sur une surface de près de deux fois la longueur d'une antenne LPDA type ayant un gain de 6,5 dB.

Pour la méthode SAM, des dimensions analogues impliquent également des diagrammes de rayonnement analogues qui permettent de s'assurer que les rayons directs et les rayons

réfléchis sur le sol sont combinés dans les mêmes proportions, comme cela est exigé par l'Équation (50) (voir 7.4.3.1).

8.4 Étalonnages SSM avec un emplacement sur plan de masse de référence, à des fréquences comprises entre 30 MHz et 1 GHz

8.4.1 Considérations générales et emplacement d'étalonnage pour la méthode SSM

La méthode SSM (voir aussi [13] et [61]) exige d'utiliser trois antennes pour effectuer des mesures de SA pour les trois combinaisons de paires d'antennes, lorsqu'elles sont positionnées au-dessus du plan de masse de référence d'un CALTS (voir 7.4.2). L'antenne de réception fait l'objet d'un balayage en hauteur afin de déterminer la tension reçue maximale à chaque fréquence; en règle générale, cette tension se produit à une hauteur différente à chaque fréquence. La SSM repose sur la formulation de [62], qui suppose un emplacement d'étalonnage et des antennes doublets infinitésimales théoriques. La SSM est destinée à fournir des facteurs AF en espace libre (F_a) pour une AUC. Comme cela est expliqué en A.5, les AF obtenus avec la méthode SSM présentent potentiellement des incertitudes de mesure plus grandes que les résultats obtenus avec d'autres mesures TAM ou SAM décrits dans la présente norme.

Les Équations (17) et (44) (7.2.2 et 7.4.2.1) permettent de déduire les facteurs AF. La méthode SSM diffère de la méthode TAM en ce sens que cette dernière utilise des mesures de SIL avec des hauteurs d'antenne fixes, tandis que la SSM détermine la SIL minimale en utilisant une série de mesures sur une plage de balayage en hauteur spécifiée de l'antenne.

Dans le cadre de la SSM, les mesures doivent être effectuées avec un CALTS (voir CISPR 16-1-5; voir aussi la NOTE). Les dispositifs de mesure doivent satisfaire aux exigences spécifiées à l'Article 6 de la présente norme.

NOTE Un emplacement d'étalonnage qui a été validé par des mesures NSA, comme cela est spécifié dans l'ANSI C63.4-2003 [12] et dans l'ANSI C63.5-2006 [13] (ainsi qu'en 5.4 de la CISPR 16-1-4:2010/AMD1:2012) est également possible au lieu d'utiliser un CALTS. Dans ce cas, le critère d'acceptation est un NSA mesuré de ± 2 dB du NSA théorique pour un emplacement d'essai également théorique et avec un écart-type des mesures volumétriques de 0,6 dB (cinq emplacements ou plus sont proposés). Cette méthode peut présenter des incertitudes plus grandes que dans le cas d'un emplacement validé selon la CISPR 16-1-5.

8.4.2 Méthode d'étalonnage pour la SSM

Trois antennes du même type doivent être utilisées; par exemple, pour une AUC biconique, deux autres antennes biconiques de taille similaire (voir 8.3.3) et de même impédance de symétriseur, c'est-à-dire 50 Ω ou 200 Ω , (voir A.5), et de gamme de fréquences identique, doivent être utilisées. Pour obtenir le F_a en espace libre à l'aide de la méthode SSM, des facteurs de correction doivent être appliqués, comme cela est expliqué en 8.4.3.

Pour chaque paire d'antennes, un mesurage de SA doit être effectué à l'aide du montage illustré à la Figure 11 (voir 7.4.2.1), les deux antennes étant séparées par une distance d de 10 m ou plus, et ayant une polarisation horizontale au-dessus d'un plan de masse de référence. Une antenne est positionnée à une hauteur h_i de 2 m et la hauteur h_j de l'antenne appariée est balayée entre 1 m et 4 m, comme cela est décrit en 8.4.3.

De plus grandes hauteurs d'antenne peuvent être utilisées pour réduire l'incertitude de F_a , ce qui peut se révéler nécessaire à des fréquences inférieures à 100 MHz environ, où le niveau de signal maximum se produit à une hauteur de plus de 4 m. Lorsque F_a est une valeur élevée, c'est-à-dire qu'elle réduit la sensibilité de l'antenne, l'obtention d'un signal plus proche du niveau de signal maximum garantit l'existence d'un rapport signal/bruit mieux adapté. Pour les antennes LPDA qui fonctionnent à des fréquences au-delà de 200 MHz, le signal maximum est obtenu avec un balayage en hauteur compris entre 1 m et 2,7 m, ce qui réduit le temps de mesure.

NOTE Une distance de plus de 10 m génère de plus petits angles sous-tendus entre l'antenne et le plan de masse de référence, et réduit par conséquent l'incertitude générée par le diagramme de rayonnement des antennes directives, telles que les LPDA; les antennes biconiques ont des diagrammes de plan H uniformes.

8.4.3 Calcul de F_a

Les mesurages de l'affaiblissement de l'emplacement doivent être effectués pour chacune des trois paires d'antennes utilisées, en utilisant la méthode décrite en 7.4.2.1, avec les montages illustrés à la Figure 11 (voir 7.4.2.1). À partir des données relatives à l'affaiblissement de l'emplacement mesuré à la fréquence f , les facteurs AF F_a (1), F_a (2) et F_a (3) peuvent être déterminés à l'aide de l'Équation (44).

La valeur minimale de K , c'est-à-dire K_{SSM} , est utilisée dans l'Équation (45) (voir 7.4.2.1), qui s'applique lorsque le signal direct entre les antennes est aligné sur le signal réfléchi sur le sol (voir aussi la NOTE du présent paragraphe). L'objet du balayage en hauteur consiste à éviter les erreurs qui se produisent normalement si les signaux se situent dans une large mesure en dehors de la phase, ce qui génère un mesurage nul (voir 7.4.1.2.1). Avec h_i fixe, K_{SSM} est déterminé par le biais de calculs répétés en augmentant h_j par de faibles pas au-dessus de 1 m, jusqu'à ce que le premier niveau de signal minimum soit atteint. Par convention, la hauteur maximale pour h_j est de 4 m.

NOTE La méthode SSM repose sur certaines hypothèses théoriques (c'est-à-dire, voir 7.4.2.2); ainsi, dans la pratique, le facteur F_a obtenu, $F_{a,SSM}$, diffère de l'AF en espace libre donné par les autres méthodes évoquées dans la présente norme, de $\pm 1,2$ dB au plus [c'est-à-dire voir N18) de E.2].

Pour obtenir F_a en espace libre avec plus de précision, les facteurs de correction relatifs aux effets énumérés aux points f) à h) de 7.4.2.2 doivent être appliqués pour chaque type d'antenne. Les facteurs de correction dépendent de la structure des éléments rayonnants de l'antenne, et de l'impédance d'entrée du symétriseur ou d'un autre réseau de couplage connecté aux éléments rayonnants. Dans la pratique, plusieurs questions doivent être prises en compte: l'impédance du symétriseur (notamment pour des configurations plus anciennes, où généralement l'impédance n'est pas spécifiée dans les fiches techniques), la variation de l'impédance du symétriseur avec la fréquence (ceci se produit généralement pour des symétriseurs de haute puissance assignée) et les variations des propriétés géométriques des antennes (chaque variante d'antenne nécessite un modèle numérique différent).

Pour les facteurs AF d'antennes biconiques SSM, après application des corrections qui tiennent compte du couplage mutuel avec la représentation au sol, les résultats sont rapprochés de l'AF en espace libre, généralement à $\pm 0,3$ dB. Les dimensions basées sur l'élément de blocage biconique classique comportant une traverse (parallèle au poteau du symétriseur, c'est-à-dire une poignée) sont données en C.6.2 et peuvent servir à créer un fichier d'entrée NEC, tel que donné dans l'exemple en [52]. Les facteurs de correction résultants $\Delta F_{a,SSM}$ sont indiqués dans le Tableau C.2 (voir C.6.2). Les facteurs de correction sont appliqués comme l'indique l'Équation (59):

$$F_a = F_{a,SSM} - \Delta F_{a,SSM} \quad (59)$$

8.4.4 Incertitudes du facteur F_a obtenu avec la méthode SSM

L'incertitude doit être évaluée pour l'étalonnage d'antenne avec la méthode SSM selon 7.4.2.2. Le Tableau 9 donne un exemple de budget d'incertitude de mesure où les coefficients de sensibilité et de pondération c_i sont déterminés à l'aide de l'Équation (47). Si les corrections énumérées dans le Tableau C.2 (voir C.6.2) ou en [13] sont appliquées, le terme "Écart par rapport au facteur F_a en espace libre" donné dans le Tableau 9 doit être remplacé par des termes d'incertitude qui tiennent compte des incertitudes éventuelles relatives à l'application des corrections.

Par exemple, lorsqu'une correction générique du couplage au sol d'une antenne biconique est appliquée, un terme d'incertitude doit être ajouté qui prend en compte les écarts qui se produisent entre différents modèles brevetés d'antennes biconiques.

Tableau 9 – Exemple de budget d'incertitude de mesure de F_a pour une antenne biconique à polarisation horizontale, mesuré par la méthode SSM

Source d'incertitude ou grandeur X_i	Valeur dB	Loi de probabilité	Diviseur	Sensibilité	u_i dB	Note ^a
Composante de l'incertitude commune dans le mesurage de SA	0,26	Normale	2	$\sqrt{3}/2$	0,11	voir Tableau 7 (7.2.3)
Répétabilité de la valeur SA	0,10	Normale	2	$\sqrt{3}/2$	0,04	N6)
Désadaptation de l'antenne d'émission	0,16	en U	$\sqrt{2}$	$\sqrt{3}/2$	0,10	N10)
Désadaptation de l'antenne de réception	0,16	en U	$\sqrt{2}$	$\sqrt{3}/2$	0,10	N10)
Perte d'insertion de l'adaptateur utilisé dans le mesurage de SA	0,06	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	0,03	N11)
Effets de l'emplacement et des mâts	1,0	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	0,5	N12)
Erreur de séparation des antennes	0,05	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	0,03	N13)
Erreur de hauteur des antennes	0,03	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	0,02	N14)
Erreur d'orientation des antennes	-	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	-	N15)
Désadaptation de polarisation	-	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	-	N16)
Effets de la position du centre de phase	-	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	-	N17)
Ecart par rapport au facteur F_a en espace libre	0,5	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	0,25	N17)
Incrtitude-type composée, u_c , pour $F_{a,SSM}$ utilisée sous la forme F_a					0,59	
Incrtitude élargie, U^b ($k = 2$)					1,18	
SSM avec un emplacement CALTS: voir Figure 11 (7.4.2.1), $d = 10$ m, $h_i = 2$ m, $h_j = 1$ m à 4 m (avec balayage).						
^a Les notes numérotées apparaissent telles que mentionnées par les articles numérotés en E.2.						
^b Si les principales composantes de l'incertitude présentées dans ce tableau ne suivent pas une fonction de distribution normale, il convient d'évaluer l'incertitude élargie au moyen d'une simulation informatisée telle que la méthode de Monte-Carlo. Toutefois, ce tableau présente l'incertitude-type composée donnée par le calcul RSS, dans la mesure où certains laboratoires d'étalonnage peuvent ne pas effectuer de manière habituelle des simulations au moyen de la méthode de Monte-Carlo.						

9 Méthodes d'étalonnage pour des types d'antenne spécifiques pour des fréquences de 30 MHz et plus

9.1 Généralités

Lorsque l'on suit les méthodes de mesure spécifiées à l'Article 9, il est essentiel d'appliquer également les instructions correspondantes mentionnées en 7.2 et à l'Article 8. Voir aussi les considérations générales portant sur les méthodes TAM, SSM et SAM en 4.3.

9.2 Étalonnages des antennes biconiques et hybrides dans un environnement en espace libre pour des fréquences comprises entre 30 MHz et 300 MHz et des doublets accordés pour des fréquences comprises entre 60 MHz et 1 000 MHz

9.2.1 Considérations générales et exigences concernant l'emplacement d'étalonnage

L'emplacement d'étalonnage recommandé est une FAR; une SAC ou un CALTS peut également être utilisé(e) lorsque les effets d'un plan de masse de référence et des objets réfléchissants environnants sont réduits au minimum grâce à des matériaux absorbants RF. Les dispositions pertinentes de la CISPR 16-1-5:2014 relatives au critère d'acceptation de l'emplacement sont données à l'Article 4 dans le cas d'un CALTS ou d'une SAC et en 5.3.2 pour une FAR. Le montage d'antennes doit être déterminé compte tenu des effets du couplage de proximité entre antennes, comme cela est expliqué en C.5.

Un matériau absorbant qui se révèle efficace pour des fréquences comprises entre 30 MHz et 150 MHz environ peut être onéreux; il est aussi possible d'obtenir un environnement en espace libre en positionnant les antennes à des hauteurs suffisantes au-dessus d'un plan de masse de référence. Dans ce dernier cas, les dispositions de 9.4.2 pour le critère d'acceptation de l'emplacement peuvent s'appliquer. Dans le cas de la méthode SAM, pour laquelle le critère d'acceptation de l'emplacement n'est pas aussi strict que pour la méthode TAM, une FAR appropriée est revêtue de dalles en ferrite et d'un matériau absorbant hybride, et satisfait au critère de validation de 5.3.2 de la CISPR 16-1-5:2014.

NOTE Un emplacement d'étalonnage utilisé comme simple environnement en espace libre n'a pas besoin de plan de masse de référence métallique; un plan de masse de référence métallique génère la condition de réflexion la plus défavorable par comparaison à un sol nu (dans le cas d'un champ libre, par exemple).

Les conditions générales de 6.2 s'appliquent au dispositif de mesure.

9.2.2 Méthode d'étalonnage et montage d'antennes pour une utilisation avec la méthode SAM

La SIL doit être mesurée avec le montage illustré à la Figure 7 (voir 7.2.2). F_a est calculé tel que décrit en 7.4.3.1 avec l'Équation (51), sans tenir compte de l'élément fonctionnel "(h)" étant donné que tous les mesurages sont effectués dans des conditions en espace libre. L'étalonnage au moyen de la méthode SAM est également décrit en 9.3, 9.4.3, 9.5.2, B.4.2 et B.5.2.

Pour une antenne AUC biconique, la STA doit être une antenne biconique étalonnée de dimensions similaires; voir 8.3.3. L'antenne appariée doit être une antenne biconique dont le centre doit se situer à une distance $d \geq 4$ m du centre de l'AUC.

NOTE Voir 7.1 dans la CISPR 16-1-5:2014 pour les justifications d'une séparation entre antennes réduite par rapport à la longueur d'onde.

Le choix de la valeur absolue de d n'est pas critique; en revanche, l'important est de remplacer la STA exactement dans la même position que l'AUC. Une faible valeur de d augmente l'intensité du couplage entre antennes par rapport aux réflexions provenant des limites de l'emplacement d'étalonnage. Une valeur élevée de d réduit les incertitudes liées aux différences de position et de dimensions de l'AUC et de la STA, une FAR ou un meilleur matériau absorbant étant toutefois exigé dans ce cas. La position de l'antenne appariée et du câble ne doit pas changer lors de l'étalonnage.

Une antenne hybride est l'association d'une antenne biconique et d'une antenne LPDA, même si sa partie biconique peut être d'un aspect nettement différent de celui d'une antenne biconique classique. Le fait que l'élément "biconique" soit de courte longueur en comparaison avec une longueur d'onde permet l'utilisation d'une STA biconique classique pour étalonner l'AUC hybride à une fréquence inférieure à sa fréquence de transition (voir 6.1.2).

Il existe deux méthodes différentes pour l'étalonnage des antennes hybrides par la SAM. La méthode la plus simple, qui présente par ailleurs le plus faible niveau d'incertitude, consiste à utiliser une STA de même modèle; cette approche convient particulièrement aux fabricants d'antennes. Si le modèle de la STA est différent mais analogue à celui de l'AUC, les incertitudes peuvent être plus élevées, mais peuvent être réduites en augmentant la distance qui sépare la STA/l'AUC des antennes hybrides appariées, comme cela est expliqué dans les alinéas précédents. Avec l'Équation (51) (voir 7.4.3.1), à condition que le montage d'antennes, y compris la disposition des câbles, ne soit pas perturbé lorsque l'AUC remplace la STA, les réflexions provenant de l'emplacement, du mât et des câbles sont en grande partie annulées. Plus la STA est proche par sa conception de l'AUC et plus elles sont positionnées de manière analogue, plus les réflexions sont annulées.

Une autre méthode possible consiste à étalonner une antenne hybride en procédant à deux mesurages distincts. L'avantage de cette méthode est qu'une antenne biconique classique telle qu'une STA est plus facile à étalonner avec des incertitudes faibles que la partie

biconique d'une antenne hybride utilisée comme STA. En remplaçant la partie "biconique" de l'AUC hybride par la STA biconique, la méthode de 9.3 peut être utilisée pour la gamme de fréquences allant jusqu'à la fréquence de transition (voir 6.1.2). Pour la gamme des fréquences supérieures à la fréquence de transition, c'est-à-dire pour la partie LPDA de l'AUC hybride, les méthodes de 9.4 peuvent être utilisées; en particulier, les méthodes de 9.4.3 et 9.4.4 peuvent mieux convenir au positionnement précis de ces antennes plus grandes.

Pour l'étalonnage des doublets accordés pour des fréquences comprises entre 60 MHz et 1 000 MHz, l'incertitude la plus faible est obtenue lorsque la STA est un doublet calculable ou un doublet accordé de référence. La STA et l'AUC occupent la même position dans l'espace et sont par conséquent éclairées par des champs identiques; de ce fait, le facteur AF de la STA est simplement transféré vers l'AUC. Lorsqu'une FAR est suffisamment grande, et le matériau absorbant est efficace jusqu'à une fréquence de 30 MHz, il est possible d'étalonner les antennes à partir d'une fréquence de 30 MHz dans une FAR. Toutefois, lorsqu'une FAR n'est pas suffisamment grande, il est recommandé d'utiliser les méthodes de B.5 avec un CALTS. Une antenne à large bande calculable peut être utilisée comme STA. Par exemple, un doublet résonnant à une fréquence de 60 MHz peut être utilisé pour couvrir la gamme comprise entre 30 MHz et 100 MHz et un doublet dont la longueur est résonnante à une fréquence de 180 MHz peut être utilisé pour couvrir la gamme comprise entre 100 MHz et 300 MHz; il est probable que l'incertitude soit un peu plus importante (moins de 0,2 dB) du fait de la différence par rapport à la longueur de l'AUC.

Les antennes AUC et STA doivent être montées en polarisation horizontale, l'élément arrière de l'antenne étant placé au moins à 1 m devant la section verticale d'un mât diélectrique, et le câble doit s'étendre sur au moins 1 m à l'horizontale à l'arrière de l'antenne avant de cheminer à la verticale vers le sol, ou de cheminer à l'horizontale par un orifice de petites dimensions ou un connecteur de cloison intégré dans la paroi de la chambre. Le point de référence d'une antenne biconique est son centre et celui d'une antenne hybride est l'élément le plus long (biconique ou à éléments triangulaires).

9.2.3 Incertitudes de F_a déterminées par la méthode SAM

Les composantes de l'incertitude et les exemples d'amplitudes de l'incertitude sont décrits en 7.4.3.2, et illustrés dans le Tableau 10 (antenne biconique) et dans le Tableau 11 (antenne doublet). Le premier terme est l'incertitude de SIL, qui est commune à tous les mesurages d'antennes. Les facteurs de sensibilité et de pondération c_i énumérés sont basés sur l'Équation (43).

[illegible]

Source d'incertitude ou grandeur X_i	Valeur dB	Loi de probabilité	Diviseur	Sensibilité	u_i dB	Note ^a
Validation d'une STA	0,35	Normale	2	1	0,18	N19)
Désadaptation de la STA	0,06	en U	$\sqrt{2}$	1	0,04	N10)
Erreur d'orientation de la STA	-	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	-	N15)
Désadaptation de polarisation de la STA	-	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	-	N16)
Emplacement et mâts qui affectent la STA lors de l'étalement de l'AUC	0,3	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	0,17	N20)
Effets de champ proche et couplage mutuel des antennes	0,2	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	0,12	N21)
Composante de l'incertitude commune dans le mesurage $V_{STA} - V_{AUC}$	0,26	Normale	2	1	0,13	Voir Tableau 7 (7.2.3)
Répétabilité de $V_{STA} - V_{AUC}$	0,10	Normale	2	1	0,05	N6)
Désadaptation de l'AUC	0,16	en U	$\sqrt{2}$	1	0,10	N10)
Orientation de l'AUC	-	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	-	N15)
Désadaptation de polarisation de l'AUC	-	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	-	N16)
Différence de distance entre les mesurages de STA et AUC	0,03	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	0,02	N22)
Différence de hauteur entre les mesurages de STA et AUC	-	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	-	N23)
Différence dans les positions de centre de phase	-	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	-	N17)
Différence au niveau des effets indésirables de l'imperfection de l'emplacement	0,2	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	0,12	N24)
Différence au niveau du couplage antenne-plan de masse de référence, et différence au niveau du couplage des antennes d'émission et de réception		Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	-	N21), N30)
Incertitude-type composée, u_c					0,35	
Incertitude élargie, U^b ($k = 2$)					0,70	

Méthode SAM dans une FAR: voir Figure 12 (7.4.3.1) $d = 5$ m, $h_1 = h_2 = 3$ m au-dessus des matériaux absorbants.

^a Les notes numérotées apparaissent telles que mentionnées par les articles numérotés en E.2.

^b Si les principales composantes de l'incertitude présentées dans ce tableau ne suivent pas une fonction de distribution normale, il convient d'évaluer l'incertitude élargie au moyen d'une simulation informatisée telle que la méthode de Monte-Carlo. Toutefois, ce tableau présente l'incertitude-type composée donnée par le calcul RSS, dans la mesure où certains laboratoires d'étalement peuvent ne pas effectuer de manière habituelle des simulations au moyen de la méthode de Monte-Carlo.

Tableau 11 – Exemple de budget d'incertitude de mesure pour le facteur F_a d'une antenne doublet accordée obtenu par la méthode SAM dans une FAR sur un emplacement d'étalonnage en espace libre, en utilisant un doublet accordé calculable comme STA dans la gamme de fréquences au-delà de 60 MHz

Source d'incertitude ou grandeur X_i	Valeur dB	Loi de probabilité	Diviseur	Sensibilité	u_i dB	Note ^a
Validation d'une STA	0,15	Normale	2	1	0,08	N25)
Désadaptation de la STA	0,06	en U	$\sqrt{2}$	1	0,04	N10)
Erreur d'orientation de la STA	-	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	-	N15)
Désadaptation de polarisation de la STA	-	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	-	N16)
Emplacement et mâts qui affectent la STA lors de l'étalonnage de l'AUC	0,7	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	0,40	N20)
Effets de champ proche et couplage mutuel des antennes	0,3	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	0,17	N21)
Composante de l'incertitude commune dans le mesurage $V_{STA} - V_{AUC}$	0,26	Normale	2	1	0,13	Voir Tableau 7 (7.2.3)
Répétabilité de $V_{STA} - V_{AUC}$	0,10	Normale	2	1	0,05	N6)
Désadaptation de l'AUC	0,10	en U	$\sqrt{2}$	1	0,07	N10)
Orientation de l'AUC	-	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	-	N15)
Désadaptation de polarisation de l'AUC	-	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	-	N16)
Différence de distance entre les mesurages de STA et AUC	0,03	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	-	N22)
Différence de hauteur entre les mesurages de STA et AUC	-	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	-	N23)
Différence dans les positions de centre de phase	-	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	-	N17)
Différence au niveau des effets indésirables de l'imperfection de l'emplacement	0,2	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	0,12	N24)
Différence au niveau du couplage antenne-plan de masse de référence, et différence au niveau du couplage des antennes d'émission et de réception	-	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	-	N21), N30)
Incetitude-type composée, u_c					0,49	
Incetitude élargie, U^b ($k = 2$)					0,97	
Méthode SAM dans une FAR: voir Figure 12 (7.4.3.1) $d = 5$ m, $h_1 = h_2 = 3$ m au-dessus des matériaux absorbants.						
^a Les notes numérotées apparaissent telles que mentionnées par les articles numérotés en E.2.						
^b Si les principales composantes de l'incertitude présentées dans ce tableau ne suivent pas une fonction de distribution normale, il convient d'évaluer l'incertitude élargie au moyen d'une simulation informatisée telle que la méthode de Monte-Carlo. Toutefois, ce tableau présente l'incetitude-type composée donnée par le calcul RSS, dans la mesure où certains laboratoires d'étalonnage peuvent ne pas effectuer de manière habituelle des simulations au moyen de la méthode de Monte-Carlo.						

9.2.4 Montage d'antennes à utiliser avec la méthode TAM (variante)

En règle générale, les antennes biconiques doivent être séparées l'une de l'autre par une distance de 10 m. L'étalonnage TAM des antennes biconiques exige des mesurages de la perte d'insertion pour trois paires d'antennes indépendantes, comme cela est décrit en 7.2.2 et 7.4.1.1.1. Sur la base des résultats de mesure, F_a doit être déterminé pour chaque antenne à l'aide de l'Équation (30) (voir 7.4.1.1.1).

9.3 Étalonnage des antennes biconiques (30 MHz à 300 MHz) et hybrides, à l'aide des méthodes SAM et VP avec un emplacement sur plan de masse de référence

9.3.1 Considérations générales et exigences concernant l'emplacement d'étalonnage

Cette méthode s'applique aux antennes biconiques classiques dans la gamme de fréquences comprise entre 30 MHz et 300 MHz, et aux antennes hybrides dans la gamme de fréquences comprise entre 30 MHz et la fréquence de transition (voir 6.1.2). Le couplage mutuel d'une antenne biconique ou hybride à polarisation verticale avec sa représentation sur le plan de masse de référence est négligeable lorsque la hauteur de son centre au-dessus d'un plan de masse de référence de grandes dimensions est $\geq 1,75$ m, comme le montre la Figure C.6 c) (voir C.6.1). Par conséquent, F_a peut être obtenu avec l'antenne placée à portée de main d'un opérateur à une hauteur fixe. Cette méthode utilise le principe de la plage de réflexion sur le sol [31], et utilise de même une antenne monocône afin de réduire au minimum la conicité de champ à travers l'ouverture verticale de l'AUC.

En théorie, il convient que la répartition des champs électromagnétiques sur l'ouverture de l'AUC (avec remplacement de la STA) soit uniforme en amplitude et en phase; c'est-à-dire qu'il convient qu'une onde plane soit incidente sur l'antenne. Un champ suffisamment uniforme sur l'ouverture verticale de l'AUC peut être obtenu en positionnant une antenne monocône à polarisation verticale à une distance ≥ 10 m de l'AUC; une distance de 15 m et une hauteur de 2 m sont recommandées pour des incertitudes moins grandes (voir aussi A.2.4). L'emplacement d'étalonnage doit être un CALTS, valide à l'aide de la méthode de 4.7.3 de la CISPR 16-1-5:2014 pour la VP. De plus, l'uniformité de la répartition des champs doit être mesurée, comme cela est décrit en 4.9 de la CISPR 16-1-5:2014. Le critère de conicité de champ de 4.9 de la CISPR 16-1-5:2014 doit être satisfait.

Les conditions générales de 6.2 s'appliquent au dispositif de mesure.

9.3.2 Méthode d'étalonnage et montage d'antennes

La SIL est obtenue en utilisant la VP comme cela est illustré à la Figure 17. Les équations de 7.4.3 s'appliquent. Lorsque la STA est un doublet calculable, $F_a(STA|h,V)$ est utilisé et calculé pour une polarisation verticale; si la STA est une antenne biconique de référence, son facteur F_a est utilisé.

L'AUC est à polarisation verticale avec son centre situé à une hauteur de 1,75 m au-dessus d'un CALTS sur plan de masse de référence, puis est étalonnée avec une antenne doublet normalisée calculable à large bande ou une antenne biconique de remplacement avec un facteur F_a connu avec précision. Une antenne biconique de ce type est considérée comme étant une antenne STA, et doit être similaire (voir 8.3.3) à l'AUC.

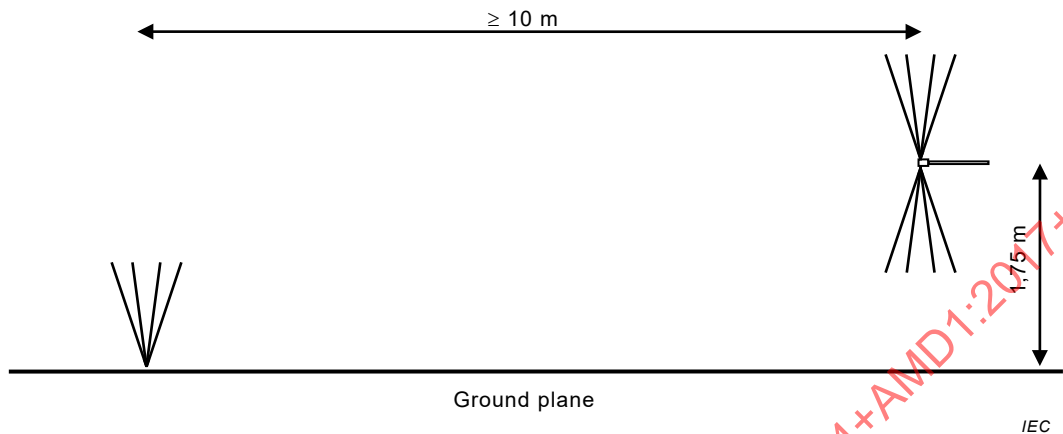
NOTE La STA peut être étalonnée avec précision à l'aide de la méthode SAM en utilisant une antenne doublet calculable à large bande. Les résultats SIL obtenus avec un exemple de doublet calculable à large bande sont donnés à la Figure E.1 et à la Figure E.2 [voir N19) de E.2], en utilisant deux éléments doublets résonnants respectivement à 60 MHz et 180 MHz.

Une antenne monocône à polarisation verticale est placée à une distance de séparation d'au moins 10 m (voir les dimensions de l'antenne monocône et la justification de la méthode en A.2.4). Ce montage de deux antennes, représenté sur la Figure 17, doit être placé au centre de la surface du plan de masse de référence (voir A.2.4), afin de réduire les effets de diffraction sur les bords.

Le câble commun à l'AUC et à la STA doit s'étendre horizontalement sur au moins 5 m derrière les antennes, avant de cheminer vers le sol. Des mesures de prévention doivent être prises pour réduire au minimum les réflexions des supports d'antennes verticaux et des câbles; voir A.2.3 pour des lignes directrices. Les AUC et STA doivent être montées au moins à 2 m devant la section verticale d'un mât diélectrique, afin de réduire les réflexions.

Les conditions de montage de l'antenne monocône sont moins strictes, sous réserve que l'antenne, son support et le câble restent fixes pendant l'étalonnage. L'antenne monocône a

pour fonction de fournir des conditions de champ EM identiques à l'AUC et à la STA. La distance entre l'antenne monocône et le bord arrière du plan de masse de référence doit être de plus de 2 m et la distance entre les antennes AUC et STA et le bord avant du plan de masse de référence doit être de plus de 5 m.



Légende

Anglais	Français
Ground plane	Plan de masse de référence

Figure 17 – Montage d’antennes biconiques pour la méthode SAM utilisant la polarisation verticale, et illustrant l’antenne monocône appariée ainsi qu’un exemple d’AUC biconique à éléments contractiles

9.3.3 Incertitudes de F_a déterminées par la méthode SAM

Les composantes de l'incertitude et les exemples d'amplitudes de l'incertitude sont décrits en 7.4.3.2, et illustrés dans le Tableau 12. Le premier terme est l'incertitude de SIL, qui est commune à tous les mesurages d'antennes. Les coefficients de sensibilité énumérés, c_i , sont basés sur l'Équation (53).

[illegible][illegible]

9.4 Étalonnage des antennes LPDA, hybrides et cornets dans un environnement en espace libre, pour des fréquences comprises entre 200 MHz et 18 GHz

9.4.1 Considérations générales et emplacement d'étalonnage pour un environnement en espace libre

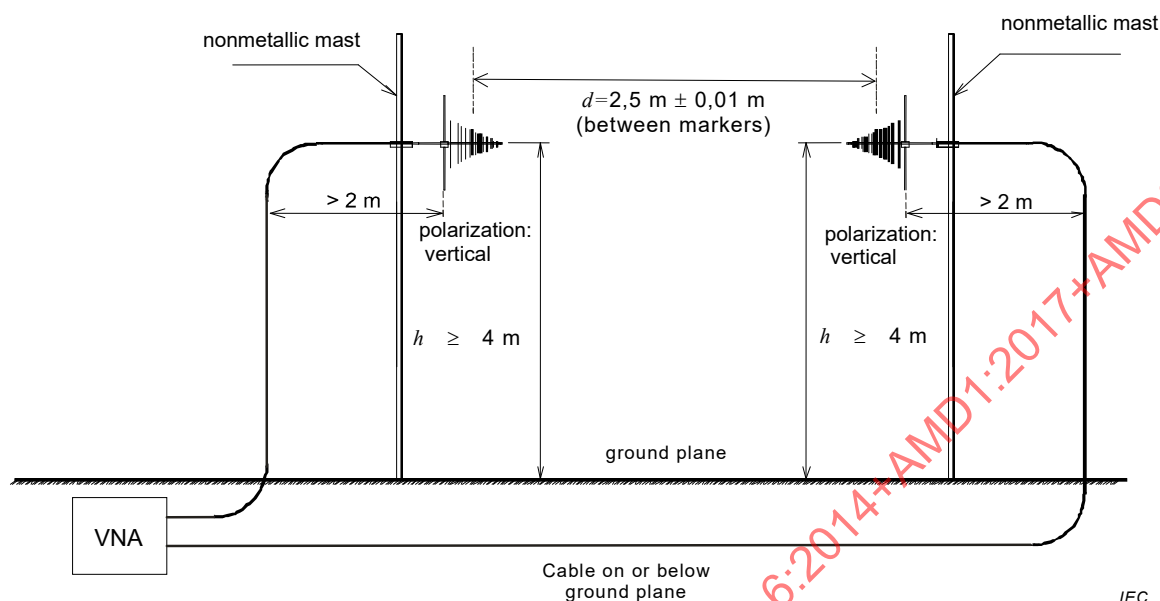
Une antenne LPDA, et la partie LPDA d'une antenne hybride peuvent être étalonnées à une hauteur fixe au-dessus du sol, avec un montage situé sur un emplacement d'étalonnage en champ libre tel que celui qui est représenté sur la Figure 18 (voir aussi Note 1 à l'article de 3.1.3.2). Cette méthode s'applique pour la gamme de fréquences comprise entre 200 MHz et 18 GHz. Une distance de séparation des antennes plus petite peut être utilisée à des fréquences plus élevées; une distance minimale de 2λ entre des éléments résonnants est recommandée. Des hauteurs moins élevées peuvent être appliquées pour les AUC avec des directivités plus élevées, et pour des montages avec des distances de séparation plus courtes. Pour la plupart des antennes utilisées dans les essais CEM, la directivité du plan E est supérieure à celle du plan H, ce qui permet d'autant plus une réduction de hauteur pour des antennes à polarisation verticale. Les antennes cornets peuvent être étalonnées au moyen du montage à emplacement d'étalonnage en champ libre, en veillant à bien aligner les antennes, par la technique décrite en 9.5.

Il existe une classe d'antennes LPDA conçues pour réaliser un gain d'environ 11 dB, le gain minimal étant généralement de 6,5 dB pour de nombreuses antennes LPDA utilisées dans les essais CME. Un plus grand espacement entre éléments permet d'obtenir ce gain plus élevé, la longueur du réseau d'antennes étant généralement multipliée par deux en longueur dans une gamme de fréquences donnée. Une séparation plus importante que celle qui est proposée en 9.4.2.1 est exigée pour l'étalonnage de ces antennes LPDA plus directives.

Étant donné que les antennes LPDA ont un rayonnement à polarisation croisée important, notamment à l'extrémité supérieure de leur bande de fréquences, un étalonnage qui utilise deux cornets comme antennes appariées est recommandé pour des incertitudes moins grandes de F_a (voir A.7). Au-dessous de la fréquence de transition (voir 6.1.2), les antennes hybrides peuvent être étalonnées à l'aide de la même méthode que pour les antennes biconiques.

Les antennes LPDA sont moins sensibles que les antennes doublets résonnantes au couplage mutuel avec leur représentation au sol et aux réflexions sur le sol, par exemple, comme cela est indiqué par les données en C.5 et C.6. Par conséquent, les antennes peuvent être placées à des hauteurs gérables en utilisant des mâts d'antenne classiques (voir aussi A.6.1). La hauteur exigée est déterminée par un balayage en hauteur, tel que décrit à l'Article 6 de la CISPR 16-1-5:2014. La hauteur absolue utilisée pour les étalonnages d'antenne n'est pas critique, et peut être réglée avec une tolérance de ± 50 mm par rapport à la hauteur déterminée lors de la validation de l'emplacement; la hauteur de chaque antenne de la paire doit être équivalente avec une tolérance de ± 10 mm. Si une incertitude plus grande peut être acceptée, des hauteurs moins élevées peuvent être utilisées. De même, lorsque la surface du sol est non métallique (par exemple, terre), il peut être possible d'utiliser une hauteur moins élevée; cela dépend de l'humidité du sol (de la terre). Le degré d'incertitude dû à la réflexion sur le sol est évalué par les mesurages de validation de l'emplacement.

Un plan de masse de référence n'est pas exigé, mais l'emplacement doit être exempt des réflexions des obstacles, suivant les mêmes principes applicables à un CALTS, la surface sur laquelle il s'étend n'étant toutefois pas nécessairement aussi grande que celle exigée pour un CALTS. Les méthodes de spécification et de validation de l'emplacement sont données à l'Article 6 de la CISPR 16-1-5:2014.



Légende

Anglais	Français
Non metallic mast	Mât non métallique
(between markers)	(entre les repères)
Polarization:vertical	Polarisation: verticale
Ground plane	Plan de masse de référence
Cable on or below ground plane	Câble sur ou sous le plan de masse de référence

Figure 18 – Montage d'essai pour l'étalonnage des antennes LPDA et hybrides positionnées à une hauteur élevée

9.4.2 Étalonnages utilisant la méthode TAM

9.4.2.1 Méthode d'étalonnage et montage d'antennes pour une utilisation avec la méthode TAM

La SIL doit être mesurée pour les montages d'antennes suivants. F_a est calculé comme cela est expliqué en 7.4.1.1.1 à l'aide de l'Équation (30), où d dans l'Équation (54) (voir 7.5.2.2) représente la distance entre les centres de phase à chaque fréquence.

La distance entre les éléments résonnants correspondants pour une paire d'antennes doit être au minimum de 2λ , comme cela est expliqué en A.6.1. En supposant une polarisation verticale et une directivité d'antenne LPDA dans le plan E supérieure à 6,5 dBi, et en supposant une fréquence minimale de 200 MHz, des antennes dont les points milieu sont séparés par une distance de 2,5 m doivent être placées à une hauteur de 4 m ou plus au-dessus du sol, afin de s'assurer que le signal réfléchi sur le sol a un effet de moins de $\pm 0,2$ dB sur la SIL. Pour les antennes moins directives, une plus grande hauteur peut être nécessaire. Cette distance de séparation des points milieu suppose que la longueur du réseau qui est plus réactive entre une fréquence de 200 MHz et sa fréquence de fonctionnement la plus élevée est de 0,6 m environ, cette distance étant à exclure avec les LPDA plus directives décrites en 9.4.1. La séparation des antennes doit s'effectuer avec une tolérance de ± 10 mm. L'opérateur d'essai doit définir et indiquer dans le rapport d'étalonnage, les points milieu des antennes, ainsi que les points de référence des antennes utilisés pour fixer la séparation, par exemple, les sommets ou les points milieu (voir 7.5.2.1).

La distance entre les deux montages d'antennes peut être mesurée avec exactitude au sommet du mât au moyen d'un appareil laser de mesure des distances commandé à distance, installé sur un mât du montage d'antennes, par transmission d'un rayon laser à un réflecteur placé sur l'autre mât du montage.

Le centre de phase peut être pris comme la position de l'élément doublet résonnant pour sa fréquence respective, et par interpolation aux fréquences intermédiaires. Le facteur AF est calculé à l'aide des équations en 7.4.1.1 et en appliquant les corrections de centre de phase indiquées en 7.5.2.2.

9.4.2.2 Incertitudes de F_a déterminées par la méthode TAM

Les composantes de l'incertitude et les exemples d'amplitudes de l'incertitude sont décrits en 7.4.1.1.2, et illustrés dans le Tableau 13. Les coefficients de sensibilité et de pondération c_i énumérés sont basés sur l'Équation (36). Une incertitude est associée à la désadaptation de polarisation, notamment pour les antennes LPDA à l'extrémité supérieure de leur gamme de fréquences [20]. Lorsque la valeur du terme relatif à l'imperfection de l'emplacement domine le budget, une autre méthode d'évaluation de l'incertitude élargie est décrite en E.1.

Tableau 13 – Exemple de budget d'incertitude de mesure pour le facteur F_a des antennes LPDA et hybrides, mesuré en utilisant la méthode TAM à une hauteur de 4 m pour la gamme de fréquences comprise entre 200 MHz et 3 GHz

Source d'incertitude ou grandeur X_i	Valeur dB	Loi de probabilité	Diviseur	Sensibilité	u_i dB	Note ^a
Composante de l'incertitude commune dans le mesurage de SIL	0,26	Normale	2	$\sqrt{3}/2$	0,11	voir Tableau 7 (7.2.3)
Répétabilité de la valeur SIL	0,10	Normale	2	$\sqrt{3}/2$	0,04	N6)
Désadaptation de l'antenne d'émission	0,16	en U	$\sqrt{2}$	$\sqrt{3}/2$	0,10	N10)
Désadaptation de l'antenne de réception	0,16	en U	$\sqrt{2}$	$\sqrt{3}/2$	0,10	N10)
Perte d'insertion de l'adaptateur utilisé dans le mesurage de SIL	0,06	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	0,03	N11)
Effets de l'emplacement et des mâts	0,2	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	0,10	N31)
Erreur de séparation des antennes	0,03	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	0,02	N13)
Erreur de hauteur des antennes	0,03	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	0,02	N32)
Erreur d'orientation des antennes	-	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	-	N15)
Effets de la position du centre de phase	0,18	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	0,09	N33)
Désadaptation de polarisation	0,02	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	0,01	N16)
Effets de champ proche et couplage mutuel des antennes	0,2	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	0,12	N34)
Incertitude-type composée, u_c					0,26 ^b	
Incertitude élargie, U ($k = 2$)					0,52 ^b	

TAM avec un emplacement CALTS: voir Figure 18 (voir 9.4.1), $d = 2,5$ m, $h_i = h_j = 4$ m au-dessus d'un plan de masse de référence métallique.

a Les notes numérotées apparaissent telles que mentionnées par les articles numérotés en E.2.

b Les valeurs d'incertitude déduites sont basées sur l'hypothèse selon laquelle les effets de la réflexion sur le sol sont réduits à moins de 0,2 dB comme cela est indiqué dans le présent tableau, par des matériaux absorbants ou par les antennes élevées à une position suffisamment élevée; dans le cas contraire, une erreur de 0,27 dB peut être introduite dans les mesurages de SIL par la réflexion sur le sol, comme cela est décrit en N31) de E.2.

9.4.3 Montage d'antennes à utiliser avec la méthode SAM

Le montage d'antennes à utiliser avec la méthode TAM, décrit en 9.4.2.1, peut être appliqué à la méthode SAM avec les adaptations suivantes.

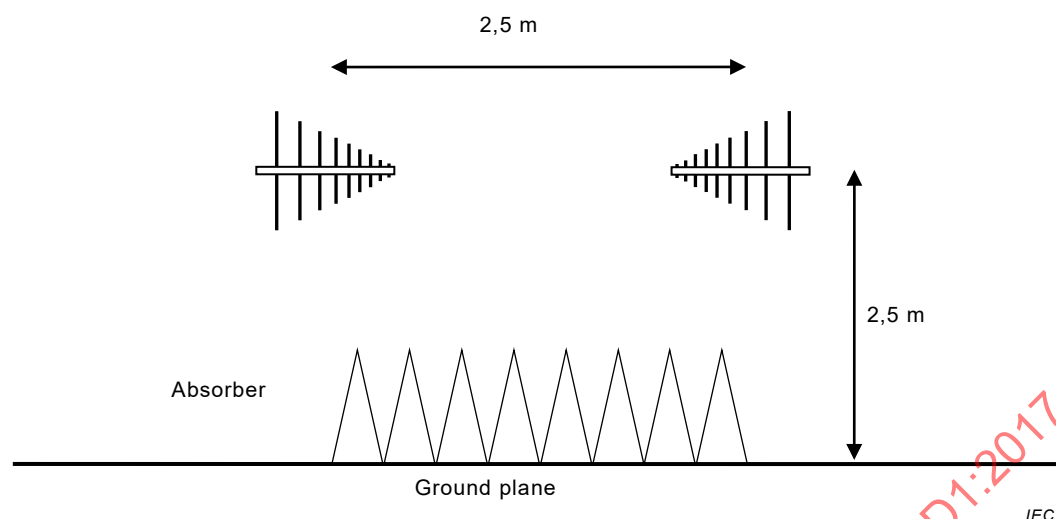
Comme indiqué en 8.3.3, les effets des ondes réfléchies sur le sol peuvent être annulés en grande partie lorsque la grandeur de différence ($V_{STA} - V_{AUC}$) est calculée. Par exemple, le montage d'antennes sans matériaux absorbants illustré à la Figure 18 (voir 9.4.1) peut réaliser une incertitude élargie inférieure à 0,8 dB.

Les conditions critiques applicables à la SAM sont telles que la STA a des dimensions mécaniques similaires à l'AUC, et qu'elle est placée exactement dans la même position que l'AUC, notamment dans la gamme de fréquences au-delà de 1 000 MHz.

9.4.4 Autre montage d'antennes pour un emplacement comportant un matériau absorbant sur le sol

En variante, des paires d'antennes peuvent être montées à une hauteur moins élevée lorsque le matériau absorbant est placé sur le sol dans la région de réflexion spéculaire entre les antennes. La Figure 19 et A.6.1 décrivent le type et la surface du matériau absorbant. Lorsque cela est préférable, les antennes peuvent être montées en polarisation horizontale (HP), ce qui pour certains adaptateurs de montage d'antennes permet de maintenir plus facilement l'alignement de la paire d'antennes le long d'un axe commun. Une hauteur inférieure de 2,5 m, signifie que les antennes sont à portée de main de l'opérateur, et peuvent être plus facilement fixées à leur emplacement, alignées et connectées aux câbles; la séparation des antennes peut également être mesurée *in situ*, plutôt que par une méthode plus complexe pour des antennes installées à une hauteur au-delà de portée de main de l'opérateur.

L'utilisation de la HP réduit les erreurs potentielles dues aux réflexions des mâts verticaux et des câbles, notamment à la fréquence de fonctionnement la plus faible. L'emplacement est validé à l'aide de la méthode décrite à l'Article 6 de la CISPR 16-1-5:2014. Les méthodes TAM et SAM peuvent toutes deux être utilisées pour les étalonnages, suivant les principes énoncés en 9.4.2 et 9.4.3, respectivement. Il est aussi possible d'étalonner les antennes dans une chambre anéchoïque validée selon la méthode de 5.3.2 de la CISPR 16-1-5:2014.



Légende

Anglais	Français
Absorber	Matériau absorbant
Ground plane	Plan de masse de référence

Figure 19 – Montage pour antennes LPDA au-dessus d'un matériau absorbant

9.5 Étalonnage des antennes cornets et LPDA dans une FAR, pour des fréquences comprises entre 1 GHz et 18 GHz

9.5.1 Étalonnage utilisant la méthode TAM

9.5.1.1 Considérations générales

Les antennes directionnelles à des fréquences de 1 GHz et plus doivent être étalonnées à l'aide de la TAM dans un environnement en espace libre ([14], [37]). Dans la mesure où les antennes LPDA ont un rayonnement à polarisation croisée important (c'est-à-dire voir A.7), notamment à l'extrémité supérieure de leur bande de fréquences, un étalonnage utilisant deux cornets comme antennes appariées est recommandé pour des incertitudes moins grandes concernant F_a . En raison de la faible directivité d'une LPDA, la FAR est validée en utilisant un cornet-une paire d'antennes LPDA, c'est-à-dire voir 5.2 de la CISPR 16-1-5:2014.

Tandis que les exigences de base concernant les étalonnages d'antennes sont décrites à l'Article 7, des informations notamment applicables à des fréquences de plus de 1 GHz sont données dans le présent paragraphe et dans l'Annexe D.

9.5.1.2 Emplacement d'étalonnage

Concernant la qualité de l'emplacement de mesure, il est préférable d'utiliser une FAR. Pour obtenir une incertitude de ± 1 dB ou moins pour les facteurs AF d'une antenne cornet à des fréquences de plus de 1 GHz, il convient qu'une FAR dont les dimensions minimales sont de 7 m $\times$ 4,5 m $\times$ 4,5 m, par exemple, se révèle suffisante (voir Article 5 de la CISPR 16-1-5:2014 pour la méthode de validation de l'emplacement).

En variante, les méthodes définies en 9.4, peuvent être utilisées, ou un CALTS avec des matériaux absorbants placés sur le sol entre les antennes peut être employé, sous réserve que le critère d'acceptation de l'emplacement, identique à celui utilisé pour une FAR, soit satisfait. Les signaux ambiants présents sur un CALTS, ainsi que les affaiblissements dus à des câbles relativement longs, peuvent exiger que soient émis des niveaux de signaux élevés; les exigences concernant les niveaux de signaux d'émission admissibles établis par les autorités réglementaires locales doivent également être respectées.

9.5.1.3 Méthodes d'étalonnage et montage d'antennes pour une utilisation avec la méthode TAM

En premier lieu, la perte d'insertion des câbles connectés via un adaptateur est mesurée, tel que décrit en 7.2.2. Il est important que le système de mesure ne connaisse aucun changement entre la réalisation du mesurage de connexion direct et la réalisation des mesurages ultérieurs de connexion des antennes. Lorsque le système de mesure n'est pas stable, peut-être en raison de câbles usagés ou de mauvaises connexions, les mesurages ultérieurs sont alors erronés.

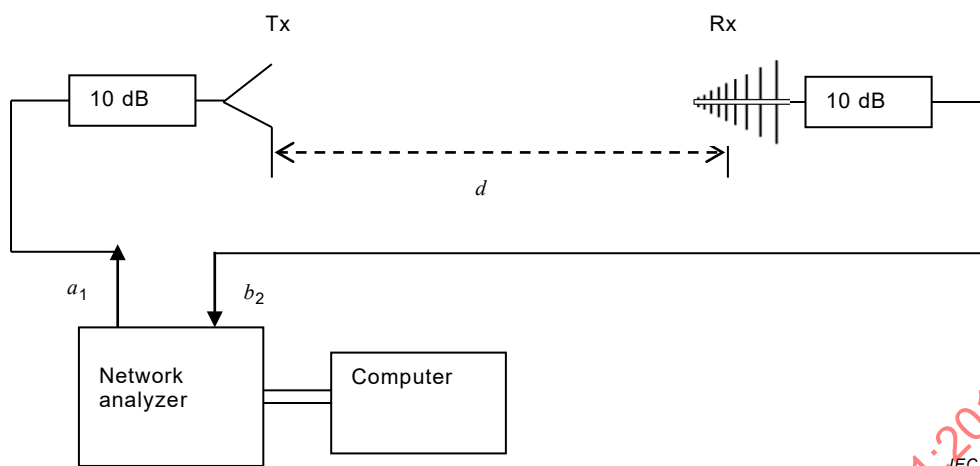
On doit veiller à aligner la paire d'antennes cornets, de sorte que leurs axes principaux soient colinéaires. Il est également important de s'assurer que les antennes aient une polarisation adaptée. Les antennes doivent être alignées par rapport à leur axe mécanique réciproque selon un angle de 5° (voir NOTE); l'axe mécanique pour une antenne DRH est le côté ou l'axe de la mouture du guide d'onde interne, et pour une antenne LPDA, la référence est l'axe du centre des éléments doublets. Un montage schématique est illustré à la Figure 20 pour les mesurages des émissions de paires d'antennes, les antennes étant séparées par une distance d . La polarisation verticale est préférable parce que la largeur de faisceau dans le plan vertical est plus réduite; par conséquent, le mesurage est moins affecté par les réflexions émises par le sol, qui est généralement la surface la plus proche des antennes.

NOTE Certains modèles d'antenne DRH ([38], par exemple) présentent un niveau zéro faible (faible réduction du signal reçu; voir également 6.3.4) dans le lobe principal au-delà de 15 GHz. Un défaut d'alignement de 1° dans le plan H peut générer une erreur de $\pm 0,3$ dB ou plus. La sensibilité de l'alignement dans les plans H et les plans E est déterminée afin de quantifier l'éventuelle contribution à l'incertitude.

Après le mesurage de la perte d'insertion avec une connexion directe des câbles, ces derniers sont connectés aux antennes, et la séparation des antennes est ajustée à la distance exigée. Les distances de séparation les plus courantes pour les étalonnages demandés par les laboratoires d'essai CEM sont de 1 m et de 3 m. Lorsqu'une antenne cornet est étalonnée en utilisant deux autres antennes cornets (mesurages selon les paires), la distance doit être définie entre les faces (ouvertures) desdites antennes (voir 7.5.3). Lorsqu'une antenne LPDA est étalonnée par des mesurages appariés utilisant deux antennes cornets, la distance doit être définie entre la face de l'antenne cornet et le repère à mi-distance sur l'antenne LPDA; voir 7.5.2 et 9.4.2 pour d'autres détails.

Une fois les trois mesurages d'émission effectués, le mesurage de connexion direct doit être répété, afin de s'assurer qu'aucune dérive importante du système de mesure ne s'est produite, y compris les connecteurs et les câbles, et de démontrer que les résultats de mesure sont reproductibles. Les résultats des deux mesurages directs ne doivent pas varier au-delà de la tolérance admise (par exemple, 0,15 dB), pour la gamme de fréquences considérée.

Enfin, l'AF est calculé à l'aide de l'Équation (30) de 7.4.1.1.1 pour la méthode TAM.



NOTE Le coefficient de transmission S_{21} est donné par b_2/a_1 , où a_1 représente le signal sortant du port 1 de l'analyseur en direction de l'antenne d'émission (Tx) et b_2 représente le signal entrant sur le port 2 de l'analyseur en provenance de l'antenne de réception (Rx).

Légende

Anglais	Français
Network analyzer	Analyseur de réseau
Computer	Ordinateur

Figure 20 – Montage pour les mesures d'émission au moyen d'un analyseur de réseau

9.5.1.4 Incertitudes de F_a déterminées par la méthode TAM

La méthode de 9.5.1.3 permet d'obtenir une incertitude inférieure à ± 1 dB ($k = 2$) dans les résultats de mesure de l'AF à plus de 1 GHz. Comme cela est indiqué en 7.4.1.1.2 et 7.5, les principales composantes de l'incertitude sont la détermination du centre de phase des antennes à chaque fréquence, les réflexions entre les antennes, le brouillage dans la propagation par trajets multiples dans une chambre anéchoïque, les instruments de mesure et les caractéristiques générales de l'AUC. Un diagramme de rayonnement déformé [notamment au-delà d'une fréquence de 15 GHz pour certains modèles d'antennes DRH à guide d'onde évasé; voir Figure C.14 c) de C.7.5, par exemple]) contribue également à l'incertitude de mesure; ceci est important pour l'AUC, ainsi que pour les antennes appariées.

On peut améliorer l'incertitude associée aux instruments en choisissant une source de signal ROS faible et un récepteur de mesure, auxquels on ajoute des atténuateurs de signal ROS faible en aval des antennes, et en procédant à une estimation attentive des incertitudes de désadaptation.

On peut améliorer l'incertitude associée aux instruments en choisissant une source de signal à affaiblissement de réflexion élevé et un récepteur de mesure [affaiblissement de réflexion ≥ 20 dB, par exemple (c'est-à-dire $ROS < 1,22:1$)] ainsi que les entrées d'antenne en ajoutant des atténuateurs ayant un affaiblissement de réflexion intrinsèque élevé, de 32 dB, par exemple (c'est-à-dire $ROS < 1,05:1$). Il convient d'estimer les incertitudes de désadaptation avec la plus grande attention.

Les composantes de l'incertitude et des exemples d'ampleurs de l'incertitude sont présentés en 7.4.1.1.2 et dans le Tableau 14. Le premier terme est l'incertitude de SIL, qui est commune à tous les mesurages d'antennes. Les coefficients de sensibilité et de pondération c_i sont énumérés en référence à l'Équation (36).

Le Tableau 14 fournit un exemple de budget d'incertitude de mesure pour un étalonnage d'antennes au-delà de 1 GHz à une distance de séparation de 3 m dans une chambre anéchoïque. Généralement, l'incertitude de mesure des antennes DRH CEM est plus grande

que celle des antennes cornets à gain normalisé pyramidaux classiques en raison de la difficulté à localiser la position du centre de phase des antennes DRH. Cette condition est due en partie à un couplage mutuel fort, qui génère des ondes stationnaires entre les antennes séparées d'une distance de 1 m; un exemple de gain DRH est donné en D.4. Avec une distance de séparation de 3 m, le couplage mutuel est bien moins fort, mais demeure important.

Pour le Tableau 14, le plan de référence choisi pour l'antenne cornet est la face avant du cornet et le centre de phase est pris en compte dans l'AF, comme cela est expliqué en 7.5.3.1. Cela suppose de connaître le(s) centre(s) de phase(s) de la ou des antennes appariées utilisées pour l'étalonnage de l'AUC. Lorsque les centres de phase des antennes appariées ne sont pas connus, le laboratoire d'étalonnage peut fournir une estimation de l'incertitude du facteur F_a de l'AUC, en raison du centre de phase inconnu de l'antenne appariée. Lorsque l'antenne appariée est un cornet à gain normalisé classique à bon comportement, la variation du centre de phase en fonction de la fréquence est faible.

La position du centre de phase d'une antenne cornet est déterminée comme cela est décrit en 7.5.3. Le centre de phase d'une antenne LPDA est déterminé à l'aide de l'Équation (55) (voir 7.5.2.2). Une incertitude est associée à la désadaptation de polarisation, notamment pour les antennes LPDA à l'extrémité supérieure de leur gamme de fréquences [20].

Comme le montre l'Annexe F, on estime l'incertitude de désadaptation de l'adaptateur lors du mesurage de connexion direct à l'aide de l'expression:

$$M_{dB}^{\pm} = 20 \lg \left[1 \pm \left(2|\Gamma_p||S_{11}| + |\Gamma_p|^2|S_{21}|^2 \right) \right] \quad (60)$$

où S_{11} et S_{21} sont donnés dans le Tableau A.2 (c'est-à-dire caractéristiques types d'un adaptateur de type N; voir A.8.3), et Γ_p est le coefficient de réflexion des ports d'émission (Tx) et de réception (Rx).

Pour les mesurages des perturbations rayonnées CEM, l'utilisation d'antennes DRH présentant des inclinaisons (c'est-à-dire des niveaux zéro faibles) dans le diagramme de rayonnement sur l'axe de visée, au-delà d'une fréquence de 15 GHz, par exemple, n'est pas recommandée. Si ce type d'antenne est utilisé à de telles fréquences, il est recommandé d'inclure dans le rapport d'étalonnage une déclaration de prudence stipulant que ces inclinaisons peuvent générer des incertitudes importantes (de 6 dB, par exemple) lorsque ce type de cornet est utilisé, par exemple, pour des validations d'emplacement à l'aide des méthodes de l'IEC 61000-4-22 [5] et de celles définies à l'Article 8 de la CISPR 16-1-4:2010.

Tableau 14 – Exemple de budget d'incertitude de mesure pour le facteur F_a d'une antenne cornet, mesuré par la méthode TAM au-delà d'une fréquence de 1 GHz pour une distance de séparation de 3 m en espace libre

Source d'incertitude ou grandeur X_i	Valeur dB	Loi de probabilité	Diviseur	Sensibilité	u_i dB	Note ^a
Composante de l'incertitude commune dans le mesurage de SIL	0,26	Normale	2	$\sqrt{3}/2$	0,11	voir Tableau 7 (7.2.3)
Répétabilité de la valeur SIL	0,10	Normale	2	$\sqrt{3}/2$	0,04	N6)
Désadaptation de l'antenne d'émission	0,16	en U	$\sqrt{2}$	$\sqrt{3}/2$	0,10	N10)
Désadaptation de l'antenne d'émission	0,16	en U	$\sqrt{2}$	$\sqrt{3}/2$	0,10	N10)
Perte d'insertion de l'adaptateur utilisé dans le mesurage de SIL	0,06	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	0,03	N11)
Effets de l'emplacement	0,2	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	0,10	N35)
Erreur de séparation des antennes	0,03	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	0,02	N13)
Erreur de hauteur des antennes	-	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	-	N23)
Erreur d'orientation des antennes	0,05	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	0,03	N36)
Effets de la position du centre de phase	0,28	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	0,14	N37)
Désadaptation de polarisation	0,02	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	0,01	N16)
Effets de champ proche et couplage mutuel des antennes	0,2	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	0,10	N38)
Incrtitude-type composée, u_c					0,27	
Incrtitude élargie, U^b ($k = 2$)					0,55	
TAM avec un emplacement d'étalonnage en espace libre; voir Figure 20 (voir 9.5.1.3), $d = 3$ m, $h_i = h_j = 1,5$ m au-dessus des matériaux absorbants dans une FAR.						
^a Les notes numérotées apparaissent telles que mentionnées par les articles numérotés en E.2.						
^b Si les principales composantes de l'incertitude présentées dans ce tableau ne suivent pas une fonction de distribution normale, il convient d'évaluer l'incertitude élargie au moyen d'une simulation informatisée telle que la méthode de Monte-Carlo. Toutefois, ce tableau présente l'incertitude-type composée donnée par le calcul RSS, dans la mesure où certains laboratoires d'étalonnage peuvent ne pas effectuer de manière habituelle des simulations au moyen de la méthode de Monte-Carlo.						

9.5.2 Étalonnage et montage d'antennes pour la méthode SAM

La méthode d'étalonnage qui utilise la TAM décrite en 9.5.1.3 peut être employée avec la SAM, et avec les adaptations suivantes.

Le critère de validation de l'emplacement est moins strict pour la SAM que pour la TAM. Par comparaison avec le critère d'acceptation de l'emplacement de $\pm 0,3$ dB, donné à titre d'exemple en 5.2.3 de la CISPR 16-1-5:2014, le critère peut être assoupli de $\pm 0,5$ dB pour la SAM.

La condition critique pour la SAM réside dans le fait que la STA est placée dans exactement la même position que celle utilisée pour l'AUC; voir 8.3.3 pour d'autres détails.

Annexe A (informative)

Historique et justifications des méthodes d'étalonnage des antennes

A.1 Justifications de la nécessité de plusieurs méthodes d'étalonnage et de l'utilisation d'un emplacement sur plan de masse de référence

Pour des besoins contextuels, les informations supplémentaires données dans le présent paragraphe s'appliquent notamment aux sujets de 4.1 et 8.2.

La présente norme fournit plusieurs méthodes de mesure du facteur F_a . Les méthodes d'étalonnage des antennes qui génèrent les incertitudes les moins grandes sont les suivantes: la méthode à trois antennes (TAM), et le remplacement par une antenne doublet calculable. Une antenne doublet demi-onde peut être modélisée de manière analytique, c'est-à-dire comme cela est indiqué en [39] et dans la CISPR 16-1-5, et numérique sur une large bande avec une grande précision [11]. Une antenne doublet calculable ou une antenne étalonnée à l'aide de l'une de ces deux méthodes, peut être considérée comme une antenne étalon (STA), qui peut être utilisée pour étalonner d'autres antennes à l'aide de la méthode de l'antenne étalon (SAM). La méthode du champ normalisé décrite en [54] ne présente pas l'avantage propre à la SAM d'annuler les erreurs relatives à l'emplacement. La méthode SSM avec les corrections de F_a est décrite en [13].

Les exigences concernant la qualité de l'emplacement applicables à la SAM sont moins sévères que celles applicables à la TAM (voir également 4.3.5). Cela signifie qu'une chambre anéchoïque peut être utilisée avec la SAM, mais peut ne pas être adaptée à une utilisation avec la TAM. L'emplacement d'étalonnage utilisé avec la SAM peut tolérer des réflexions plus nombreuses que ce qui est admis sur un emplacement de grande qualité, tel qu'un CALTS; il n'est pas nécessaire que le plan de masse de référence soit aussi grand ou plat que ce qu'il est avec la TAM, et par conséquent il se révèle moins onéreux. Les calculs mathématiques qui permettent d'obtenir F_a sont bien plus simples avec la SAM qu'avec la TAM, et les équations s'appliquent de manière égale en espace libre ou sur un plan de masse de référence. Les répartitions de champs légèrement non uniformes ont des effets similaires sur chaque antenne et ces derniers sont annulés en grande partie dans la grandeur de différence ($V_{STA} - V_{AUC}$) dans l'Équation (51) (voir 7.4.3.1) applicable à la SAM.

Malgré un nombre d'erreurs relatives à l'emplacement associées à la VP plus grand que le nombre d'erreurs associées à la HP, la méthode SAM présente l'avantage de pouvoir effectuer les étalonnages VP avec des incertitudes moins grandes qu'avec la méthode TAM. De plus, l'un des avantages d'utiliser la VP pour l'étalonnage consiste à réduire dans une large mesure les effets du couplage mutuel avec le plan de masse de référence.

Une autre raison d'utiliser la SAM est que le coût d'étalonnage d'une STA au moyen du doublet calculable ou à l'aide de la TAM est relativement faible, par comparaison avec le coût de détention d'installations de qualité et d'élaboration d'un savoir-faire en matière de réalisation d'étalonnages. Une exception à l'obtention de coûts réduits est une situation dans laquelle les trois antennes sont toutes des AUC, et où l'utilisation de la méthode TAM pourrait avoir l'avantage d'une meilleure productivité. Un inconvénient potentiel de faire appel à la SAM réside dans le fait que la STA peut être endommagée, par exemple, en cours de transport, tandis que la TAM soumet chaque antenne à un nouvel étalonnage.

Pour les antennes LPDA, il est admis que la longueur de l'antenne AUC diffère légèrement de celle d'une STA (dans une gamme de fréquences donnée), sous réserve que la séparation des antennes dans le cas de l'antenne appariée soit de 10 m ou plus; l'incertitude est faible et son ampleur dépend du degré de différence de la dimension de l'AUC et de la STA, ainsi que de la séparation employée; voir les recommandations en 8.3.3.

Des emplacements d'essai de qualité et des méthodes d'étalonnage spéciales constituent un préalable nécessaire à l'élaboration de méthodes moins onéreuses et à la démonstration de leur équivalence. La présente norme donne des exemples de méthodes moins onéreuses de ce type, qui permettent de gagner du temps et dont la mise en œuvre est simple.

Un exemple d'emplacement de qualité est un plan de masse de référence à soudure continue en tôle d'une surface d'au moins $30\text{ m} \times 20\text{ m}$, et dont la planéité est inférieure à $\pm 10\text{ mm}$, et où les réflexions provenant des arbres, des bâtiments ou des bords du plan de masse de référence lui-même entraînent un écart de moins de $\pm 0,4\text{ dB}$ du niveau de SIL mesuré entre deux antennes, séparées par une distance de 10 m . Une contribution à l'incertitude de $0,4\text{ dB}$ du niveau de SIL provoque généralement une incertitude de $0,2\text{ dB}$ dans le facteur AF de chaque antenne, lorsque le mesurage est effectué avec la TAM. Il peut être possible d'utiliser un plan de masse de référence plus petit pour les mesurages avec des antennes à polarisation verticale (voir 9.3, par exemple), du fait du couplage réduit avec le plan de masse de référence. Pour l'étalonnage des antennes à des hauteurs élevées (par exemple, voir 9.4), il serait préférable d'utiliser une surface moins réfléchissante, telle qu'un sol sec.

En théorie, F_a est mesuré dans un environnement en espace libre. Pour les antennes directionnelles à des fréquences au-delà de 200 MHz , une condition en espace libre peut être obtenue en faisant appel à une hauteur élevée [14], dans laquelle les antennes se trouvent à une hauteur suffisante au-dessus du sol, de sorte que les signaux réfléchis sur le sol ont un effet non significatif sur les mesurages. La même condition peut être obtenue par une combinaison qui allie sélection de la hauteur et suppression des signaux réfléchis sur le sol.

Il est avantageux de disposer d'une surface plane, telle que du béton, qui facilite le positionnement des antennes en hauteur, ainsi que leur séparation. Les méthodes de réflexion sur le sol, telles que la SSM, exigent l'utilisation d'un plan de masse de référence métallique, cette utilisation étant également pratique pour réaliser une plate-forme plane destinée à des montages d'antennes, même lorsque des réflexions sur le sol ne sont pas exigées. Du béton revêtu d'un matériau de renforcement brut génère une réflexion moindre qu'une tôle (ou une maille fine), la hauteur exigée au-dessus d'une surface en béton pour créer une condition en espace libre pouvant ainsi être moins élevée que celle au-dessus d'une surface métallique.

Afin de garantir des réflexions sur le sol reproductibles, l'approche à adopter consiste à disposer d'un plan de masse de référence métallique plat de grande surface, dans lequel la réflexion est quantifiable et peut être supprimée mathématiquement, de sorte que seul reste le signal direct entre une paire d'antennes, à partir duquel on peut calculer F_a à l'aide de l'Équation (C.22) (voir C.3.2). L'utilisation d'une polarisation horizontale favorise cette solution, étant donné que l'on peut supposer l'existence d'un diagramme de plan H uniforme, tandis qu'il se peut qu'un diagramme de plan E soit à mesurer (par exemple, voir C.7). La question de la quantification de la réflexion est résolue par le mesurage de la qualité du plan de masse de référence, qui est optimisée en utilisant l'antenne doublet calculable comme cela est expliqué dans la CISPR 16-1-5.

Le facteur AF est modifié par un couplage mutuel de l'antenne avec le plan de masse de référence. Dans le cas le plus défavorable, pour une antenne doublet à polarisation horizontale résonnante à une fréquence de 30 MHz , cette modification peut atteindre 6 dB dans la plage de hauteur comprise entre 1 m et 4 m (voir aussi A.9.3). De la même façon, pour les antennes biconiques, la modification du facteur AF par rapport au couplage mutuel avec le plan de masse de référence peut atteindre 2 dB (voir Figure C.8 de C.6.1). Pour une antenne LPDA, l'effet du couplage mutuel avec sa représentation sur le plan de masse de référence est inférieur à $\pm 0,4\text{ dB}$ au-delà d'une fréquence de 200 MHz et peut être pris en compte par un terme d'incertitude.

Dans un mesurage de perturbations rayonnées, la hauteur correspondant au niveau maximal du signal perturbant n'est généralement pas enregistrée et l'écart de l'AF à une hauteur spécifique par rapport à F_a est pris en compte par un terme d'incertitude. Pour quantifier cette incertitude, il est nécessaire de mesurer $F_a(h,p)$. En polarisation verticale, l'effet du couplage mutuel avec le sol est très faible et dans la plupart des cas, peut être négligé, ce qui explique

la raison pour laquelle il est seulement nécessaire de mesurer $F_a(h,p)$ pour la polarisation horizontale. $F_a(h,p)$ est mesuré uniquement pour les antennes doublets et biconiques, ainsi que pour les antennes hybrides au-dessous de la fréquence de transition (voir 6.1.2). Le couplage d'une antenne biconique classique à polarisation verticale au voisinage de la fréquence de résonance est important à une hauteur de 1 m, mais peut être négligé à une hauteur ≥ 2 m (voir 9.3.1).

A.2 Mesures spéciales propres à l'étalonnage des antennes omnidirectionnelles

A.2.1 Généralités

Les informations supplémentaires données dans le présent paragraphe s'appliquent notamment aux sujets de 4.2 et 8.2, associées à d'autres informations données en [53].

A.2.2 Difficultés d'étalonnage des antennes omnidirectionnelles

La principale difficulté concernant l'étalonnage des antennes omnidirectionnelles de type doublets (doublet accordé, antenne biconique-doublet, panneau-doublet, etc.) réside dans leurs directivités très faibles. Un doublet simple a une réponse polaire uniforme dans le plan H, ce qui signifie que la réflexion du sol est grande lorsque le doublet est à polarisation horizontale au-dessus d'un plan de masse de référence. Cette réponse uniforme a un double effet: l'effet le plus important est que le signal réfléchi peut influencer de manière positive ou négative sur le signal direct entre deux antennes lors d'un mesurage de SIL, selon les phases relatives (ou longueurs de parcours) de ces signaux; l'effet le moins important se traduit par une modification du facteur AF, généralement de ± 1 dB (comme cela est indiqué sur la Figure C.8 de C.6.1, par exemple, pour une antenne biconique), provoquée par un couplage mutuel avec la représentation de l'antenne sur le plan de masse de référence, pour une plage de hauteur comprise entre 1 m et 4 m.

Dans un mesurage de perturbations rayonnées, le signal maximal se situe dans la plage de hauteurs comprise entre 1 m et 4 m et jusqu'à une fréquence de 120 MHz (voir aussi A.9.3), l'antenne biconique se situe à une hauteur de 4 m; par conséquent, l'écart par rapport à F_a est de $\pm 0,5$ dB. Dans la gamme de fréquences comprise entre 30 MHz et 300 MHz, des difficultés pratiques apparaissent et/ou des coûts élevés sont observés concernant le positionnement des antennes à une hauteur suffisante au-dessus du plan de masse de référence de telle sorte que les réflexions soient peu importantes, ou l'obtention d'un matériau suffisamment absorbant permettant de recouvrir le plan de masse de référence afin de réduire le couplage des représentations et l'onde réfléchie.

A.2.3 Réduction au minimum des réflexions des supports d'antennes et du rayonnement des câbles

Les considérations suivantes sont associées au sujet traité en 6.2.5.

L'amplitude de la réflexion du support d'antenne dépend des dimensions électriques de la structure. L'effet est plus important lorsque la dimension la plus longue est alignée sur la polarisation de l'antenne, et est davantage significatif proportionnellement à l'encombrement plus grand de la structure. Il convient que la structure ait un nombre minimal de pièces métalliques. Par exemple, si la dimension du support de mât qui fixe le bras horizontal sur le mât vertical, est inférieure à $\lambda/8$, la réflexion existante est négligeable. Toutefois à une fréquence de 1 GHz, la longueur du support peut être une longueur d'onde, ce qui peut par conséquent générer une incertitude de l'ordre de ± 1 dB, que l'on peut réduire en plaçant l'antenne sur le bras horizontal à un 1 m ou plus du support, et en réduisant l'encombrement de la structure.

Les réflexions des objets situés derrière l'antenne constituent surtout un problème pour les antennes omnidirectionnelles. L'effet de ces réflexions est très limité dans le cas des antennes directionnelles, en fonction de leur rapport de lobe avant à lobe arrière.

Des incertitudes de l'ordre de ± 1 dB sont imputables au câble qui descend verticalement à l'arrière d'antennes doublets à polarisation verticale ou d'antennes biconiques lorsque la séparation entre l'élément d'antenne et le câble est d'environ 0,5 m. Les pinces en ferrite n'ont qu'un effet réducteur limité sur les réflexions dues aux câbles. Les réflexions provenant des câbles peuvent être presque entièrement supprimées en acheminant le câble dans un sens orthogonal par rapport au doublet, ce qui se révèle pratique pour la polarisation horizontale.

Il est vraisemblable que la polarisation verticale comporte une grande incertitude, étant donné que: a) la structure principale du mât est verticale, et b) le câble d'antenne est métallique, et se situe normalement à la verticale derrière l'antenne. Afin d'atténuer les effets négatifs, l'antenne est placée le plus loin possible du mât et du câble. Étendre le câble horizontalement derrière l'antenne sur au moins 5 m, c'est-à-dire avec l'aide d'un mât miniature en plastique léger ou de blocs en mousse de polystyrène. Une analyse de sensibilité est effectuée par extension du câble jusqu'à une longueur de 6 m, puis la SIL, qui est le relevé de référence, est consignée; l'extension est ensuite réduite par paliers de 0,5 m, la SIL consignée, et la différence par rapport à la SIL à 6 m est relevée, jusqu'à ce que soit réalisée l'extension minimale qui fournit l'incertitude souhaitée.

Afin de quantifier les réflexions provenant du mât, on déplace l'antenne à l'horizontale d'au moins quatre pas de $\lambda/8$ par rapport au mât, sans modifier aucun autre aspect du montage de mesure de SIL. Ceci peut être réalisé en maintenant les antennes d'émission et de réception fixes, et en déplaçant un mât à la fois.

Les résultats de l'amplitude de fréquence balayée sont comparés: une estimation de la contribution à l'incertitude est $\pm (A_{i,pp})/2$, où $A_{i,pp}$ représente l'ondulation crête à crête en dB.

En l'absence d'espace permettant d'étendre le câble sur 5 m derrière l'antenne, par exemple, pour un montage dans une FAR, une solution consiste à étendre le câble à l'horizontale via un connecteur de cloison ou un orifice de petites dimensions dans la paroi arrière. Une autre solution consiste à comprimer la section verticale du câble dans le creux entre les matériaux absorbants pyramidaux, sous réserve de retirer le câble du matériau absorbant lorsque les essais d'immunité utilisent une forte puissance.

Pour les antennes LPDA et cornets, qui sont directives, les incertitudes générées par les réflexions des mâts et des câbles peuvent être considérées comme négligeables. En cas de directivité insuffisante (par exemple, rapport avant/arrière inférieur à 10 dB), il convient de prendre en compte ces réflexions au voisinage de la fréquence de fonctionnement la plus faible spécifiée pour une antenne LPDA, par exemple.

Un symétriseur dissymétrique présent sur une antenne doublet, biconique ou hybride peut générer des incertitudes de plus de ± 5 dB, lorsque le câble d'alimentation de l'antenne est aligné sur les éléments d'antenne. Ceci est provoqué par des courants de mode commun circulant sur les éléments rayonnants des câbles. En cas d'inversion de l'antenne, le rayonnement des câbles peut s'opérer dans la phase opposée au rayonnement de l'antenne, et la différence observée dans les relevés peut dépasser ± 10 dB. Placer des pinces en ferrite sur le câble peut en réduire le rayonnement (voir aussi A.2.4).

Les réflexions de câbles et les effets d'un symétriseur dissymétrique peuvent être évités grâce à une fibre optique fixée sur une liaison RF/par fibres optiques compacte au niveau de l'accès d'antenne.

A.2.4 Conicité de champ et montage d'antennes monocônes pour l'étalonnage des antennes biconiques à polarisation verticale

Ces informations s'appliquent notamment à la méthode d'étalonnage de 9.3.

L'utilisation d'une antenne monocône (plutôt qu'une antenne biconique, par exemple) pour créer une plage de réflexion sur le sol destinée à éclairer l'AUC, réduit la conicité de champ de l'ouverture verticale de l'AUC [31]. Le mesurage de la conicité de champ est décrit en 4.9 de la CISPR 16-1-5:2014. La conicité de champ est la plus faible avec la hauteur pratique la moins élevée d'une AUC et la plus grande distance de séparation par rapport à l'antenne monocône. Une hauteur de 1,5 m du centre d'une antenne biconique classique est la hauteur la moins élevée pour s'assurer que l'effet du couplage avec le plan de masse de référence est inférieur à $\pm 0,3$ dB (valeur encore moins élevée par rapport à la fréquence de résonance au voisinage de 80 MHz). Pour une distance de séparation de 15 m, une hauteur de 2 m est la hauteur la plus élevée au-delà de laquelle les contributions à l'incertitude dues à la conicité de champ dans le plan d'élévation deviennent importantes. La plage la plus petite est de 10 m à une hauteur de 1,5 m, et la plage recommandée est de 15 m à une hauteur de 1,75 m.

Pour des plans de masse de référence de surface plus petite, des réflexions provenant du périmètre du plan de masse de référence sont possibles, qui apparaissent sous forme d'ondulation dans le tracé de F_a par rapport à la fréquence, parfois désignée comme "diffraction sur les bords". Même après soustraction de $(V_{STA} - V_{AUC})$ dans l'Équation (51) (voir 7.4.3.1), il convient qu'une contribution à l'incertitude résiduelle représentant la conicité de champ et la diffraction sur les bords soit prise en considération. Toutefois, lorsque l'influence est réduite, la contribution à l'incertitude résiduelle peut être négligée.

Une antenne monocône peut être obtenue par la connexion d'un seul élément biconique à l'extrémité d'un câble coaxial via un adaptateur approprié (disponible dans le commerce) et en effectuant la mise à la terre du conducteur extérieur sur le plan de masse de référence. L'élément biconique peut être connecté, via un adaptateur de type analogue à celui de la Figure G.1 (voir G.1.1), directement sur un connecteur de cloison intégré dans le plan de masse de référence lui-même connecté à un câble enfoui. Ceci permet de réaliser automatiquement une mise à la terre correcte et empêche toute possibilité de rayonnement émis par un câble aérien. Pour constituer l'antenne monocône, il est recommandé d'utiliser des éléments biconiques contractiles, c'est-à-dire six fouets disposés en cône, étant donné qu'à plus de 200 MHz, le fonctionnement de ce type d'élément d'antenne se dégrade moins que celui des éléments biconiques classiques de type rigide en cage comportant une traverse (voir aussi A.4.3). La longueur de fouet est habituellement de 0,62 m, mais elle peut être plus grande pour obtenir un signal plus puissant. Si nécessaire, utiliser un cadre en matière plastique pour maintenir l'élément d'antenne monocône en position verticale.

En variante, l'antenne monocône peut comporter un symétriseur pour antenne biconique 4:1 (c'est-à-dire de 200Ω à 50Ω) disponible dans le commerce, en l'absence d'un élément biconique, sa prise étant placée sur le plan de masse de référence. L'antenne est dissymétrique, ce qui génère des courants de mode commun dans le câble d'alimentation; lorsque ce câble se situe au-dessus du plan de masse de référence, il émet des rayonnements et peut influencer sur l'étalonnage prévu de l'antenne. Il convient de connecter le conducteur extérieur du symétriseur au plan de masse de référence.

Dans les deux montages ci-dessus, un autre mesurage qui permet de pallier une mise à la terre imparfaite, consiste à placer des pinces en ferrite sur le câble. Il convient de placer une pince en ferrite au point de connexion avec l'antenne monocône, et des pinces supplémentaires espacées d'environ 0,2 m le long des 4 premiers mètres de câble. Il convient que le cheminement du câble s'écarte de la ligne entre les antennes.

A.2.5 Utilisation de la HP ou de la VP dans une FAR

Il convient que les étalonnages des antennes dans une FAR soient indépendants de la polarisation. La HP est généralement préférable dans la mesure où l'antenne est orthogonale

au mât vertical et au câble, ce qui réduit l'amplitude des réflexions provenant de ces derniers. La VP peut être préférable, notamment pour les antennes directives, si l'antenne est tenue de se situer à une hauteur accessible, et par conséquent à proximité du sol; cette solution tire profit de la directivité renforcée en VP, dirigeant de ce fait un nombre réduit de signaux vers le sol.

Quelle que soit la polarisation choisie, il convient d'effectuer la validation de l'emplacement avec cette polarisation. Dans une FAR parfaite, et en l'absence de réflexions provenant du mât et du câble, les résultats de la validation de l'emplacement sont identiques tant pour la HP que pour la VP. Toutefois, dans le cas d'une FAR non parfaite, il est possible que les résultats soient meilleurs avec une polarisation qu'avec l'autre, et cela pourrait constituer un facteur déterminant dans le choix de la polarisation à appliquer pour l'étalonnage des antennes.

A.2.6 Situation de remplacement où les modèles de STA et d'AUC sont identiques

Pour la méthode SAM, avec laquelle les modèles de STA et d'AUC sont identiques, il est possible de déterminer le facteur F_a d'une AUC dans un environnement en espace libre avec un critère de validation moins strict (voir aussi A.9.4). Cette méthode peut être mise en oeuvre sur un plan de masse de référence, même si l'AUC est affectée par le couplage mutuel avec sa représentation sur le plan de masse de référence. Dans la mesure où la STA est affectée de la même manière, le facteur F_a de la STA peut être conféré à l'AUC, comme le montre l'Équation (51) (voir 7.4.3.1).

Cette méthode est particulièrement utile pour les fabricants qui procèdent à l'étalonnage de plusieurs antennes du même modèle. Il est préférable que l'AUC (et par conséquent la STA) ne soit pas trop proche du plan de masse de référence, du fait que plus le couplage est fort, plus il est nécessaire de positionner la STA avec le plus grand soin, et ce, exactement au même emplacement que l'AUC. Il est recommandé de placer les antennes à une hauteur au-dessus du plan de masse de référence de ≥ 2 m ou $\geq \lambda/2$, selon la plus grande des deux valeurs.

Cette méthode peut être étendue à d'autres modèles d'AUC suffisamment similaires à la STA (c'est-à-dire voir 8.3.3), sous réserve que cette similarité soit confirmée par l'application d'une méthode en espace libre propre à l'étalonnage de l'AUC (sous la forme d'un exercice ponctuel visant à démontrer que d'autres AUC du même type peuvent être étalonnées de cette manière).

A.3 Étalonnages avec des antennes doublets calculables à large bande

A.3.1 Inconvénients des antennes doublets accordées

Le présent paragraphe est associé à 3.1.1.9. Un doublet accordé est un doublet dont l'accord s'effectue sur une longueur juste inférieure à une demi-longueur d'onde pour des fréquences auxquelles sa résonance est exigée. Le but est que la résonance soit réalisée dans des conditions en espace libre, c'est-à-dire en cas de couplage mutuel négligeable du doublet avec son environnement immédiat, et lorsque l'impédance d'entrée a une réactance nulle.

La raison du choix original du doublet accordé comme antenne de référence pour les mesurages des perturbations rayonnées CISPR réside dans le fait que son AF peut être calculé à l'aide d'une formule simple avec une incertitude maximale de $\pm 0,5$ dB, y compris l'affaiblissement du symétriseur.

De même, les antennes doublets accordées sont relativement faciles à construire. Un problème se pose avec la méthode d'utilisation ultérieure du doublet accordé au-dessus d'un plan de masse de référence, en ce sens qu'il existe une interaction forte avec sa représentation sur le plan de masse de référence qui n'est pas prise en compte dans la formule simple dédiée à l'AF en espace libre, notamment pour la partie inférieure de la plage VHF (voir également A.9.3).

Un autre inconvénient des mesurages effectués sur le doublet accordé à de nombreuses fréquences réside dans le fait qu'il est nécessaire d'ajuster mécaniquement (accorder) sa longueur pour chaque fréquence d'utilisation. Cette opération est inutilement fastidieuse lorsque l'on dispose d'autres antennes à large bande étalonnées selon des étalonnages appropriés.

A.3.2 Avantages des antennes doublets calculables à large bande

Le présent paragraphe est associé à 3.1.1.4 et 8.3. Une méthode plus directe et plus précise de mesure du facteur F_a d'une antenne à des hauteurs différentes consiste à utiliser une antenne doublet ou biconique calculable à large bande comme antenne STA dans le cadre de la méthode SAM. Des détails sur l'antenne doublet calculable sont donnés dans la CISPR 16-1-5 et dans les références [26], [46], [47], [52] et [57], par exemple. Les performances à large bande d'un modèle spécifique d'antennes doublets calculables sont indiquées en [11].

Les antennes doublets calculables peuvent être validées dans une FAR [10]. Deux doublets presque identiques sont séparés par une très faible distance, de $\lambda/10$ au minimum, ce qui signifie que les réflexions de l'emplacement sont négligeables en comparaison avec le fort couplage qui se produit entre les doublets. Lorsque le mesurage des deux doublets constate leur caractère identique par substitution, l'incertitude relative à l'AF correspond à la moitié de la différence entre les résultats de SIL prévue et mesurée.

A.3.3 Inconvénients des antennes doublets calculables

La principale préoccupation concernant les doublets calculables est l'estimation de leur exactitude. Bien que les calculs analytiques et numériques (c'est-à-dire des méthodes très différentes) concordent à plus de 0,03 dB près pour le facteur AF des doublets résonnants, il est nécessaire de confirmer l'écart du résultat prévu avec le résultat mesuré. Par nature, les mesurages comportent une certaine incertitude, et il peut ainsi être difficile de différencier les imperfections du mesurage de validation du doublet et les imperfections du doublet.

Les doublets calculables peuvent être plus sensibles à l'endommagement que les doublets réguliers dans la mesure où la conception est optimisée pour son exactitude et non pas pour sa robustesse.

A.4 Justifications pour le facteur F_a et fréquence de transition entre les antennes biconiques et LPDA

A.4.1 Justifications pour le facteur F_a

Ces informations supplémentaires s'appliquent notamment au sujet de 4.2. Pour le mesurage des perturbations rayonnées dans une FAR, qui s'approche d'un environnement en espace libre, le facteur AF approprié à utiliser est F_a . Toutefois, pour les mesurages des perturbations rayonnées au-dessus d'un plan de masse de référence, l'amplitude de l'AF, pour la plupart des antennes, varie selon la hauteur et l'orientation de l'antenne par rapport au plan de masse de référence. L'AF varie de manière quasi périodique au voisinage de F_a lors d'un balayage en hauteur; voir Figure C.6 à Figure C.9 (C.6.1), par exemple). Pour éviter les problèmes pratiques de mise en œuvre de plusieurs facteurs AF concernant la hauteur des antennes, la polarisation et la distance par rapport à l'EUT, F_a est choisi comme le meilleur compromis, qui tend à limiter les incertitudes. Les effets des paramètres de la phrase précédente sont inclus dans le budget d'incertitude de mesure relatif au mesurage des perturbations rayonnées.

Alors qu'il est possible de mesurer $F_a(h,p)$ pour chaque hauteur à laquelle un niveau de signal maximum se produit lors du balayage en hauteur dans le cadre d'un essai d'émission CEM, il suffit, dans la pratique, d'obtenir l'AF à un échantillon de hauteurs, et d'utiliser la variation de l'AF avec la hauteur comme base de calcul des incertitudes de mesure associées. Ceci est totalement différent de la méthode SSM (c'est-à-dire voir 8.4), qui utilise le balayage en

hauteur dans lequel aucune information concernant la variation de l'AF avec la hauteur n'est obtenue.

La variation de l'AF avec la hauteur au-dessus d'un plan de masse de référence est traitée comme une contribution à l'incertitude dans la CISPR 16-4-2 [3]. Il convient que le fabricant d'antennes fournisse des données génériques de quantification de ces variables pour chaque modèle d'antenne.

Le couplage mutuel entre une antenne doublet à polarisation horizontale et sa représentation sur le plan de masse de référence est important lorsque la hauteur de l'antenne est généralement inférieure à $2,5\lambda$, à la fréquence considérée. L'utilisation d'antennes biconiques et hybrides à polarisation verticale à des hauteurs ≥ 2 m au-dessus d'un plan de masse de référence métallique n'exige pas de prendre en compte ce type de source d'incertitude, dans la mesure où le couplage mutuel entre l'antenne à polarisation verticale et sa représentation sur le plan de masse de référence métallique est si faible que la perturbation de l'AF provenant de F_a est trop insignifiante pour être quantifiée. La même considération s'applique aux antennes LPDA et hybrides au-delà d'une fréquence de 200 MHz, pour la HP ainsi que pour la VP. Les antennes doublets résonnantes sont plus sensibles au couplage, et pour la VP, il convient que le centre de l'antenne soit supérieur à $0,75\lambda$ au-dessus du plan de masse de référence.

Le point g) de 7.4.2.2 indique qu'une incertitude est associée à la directivité de l'antenne. Connaître la directivité exige de mesurer le diagramme de rayonnement de l'antenne, ce qui peut se révéler onéreux. Lorsque le fabricant de l'antenne ne fournit pas de diagramme de rayonnement, une autre solution consiste à modéliser l'antenne et à calculer le diagramme. Lorsque l'AF prévu par le modèle équivaut à l'AF mesuré à ± 1 dB sur toute la gamme de fréquences spécifiée pour l'antenne, et lorsque la perte ohmique de l'antenne a fait l'objet de corrections, le modèle est considéré suffisamment bon pour prévoir les diagrammes de rayonnement aux fins des essais CEM.

Le modèle permet également de prévoir les modifications du facteur AF avec la hauteur au-dessus d'un plan de masse de référence. À des hauteurs supérieures à 3λ , les effets du couplage mutuel de l'antenne à polarisation horizontale avec sa représentation sont négligeables, ce qui donne les performances de l'antenne en espace libre. On peut utiliser les résultats calculés des diagrammes de rayonnement et la variation de F_a avec la hauteur pour calculer les incertitudes de mesure générées par ces effets.

A.4.2 Fréquence de transition entre les antennes biconiques et les antennes LPDA

Ces informations supplémentaires s'appliquent notamment au Tableau 2 (voir 4.5). La gamme de fréquences de fonctionnement spécifiée par le fabricant pour la majorité des antennes biconiques CEM est comprise entre 30 MHz et 300 MHz, et pour les antennes LPDA (non hybrides), elle est comprise entre 200 MHz et 1 000 MHz. Les utilisateurs s'attendent à ce que l'étalonnage de leurs antennes soit effectué dans ces gammes. Il est recommandé, pour des performances optimales et des incertitudes réduites, d'utiliser respectivement des gammes de 30 MHz à 250 MHz, et de 250 MHz à 1 000 MHz.

Il peut y avoir des erreurs légèrement plus importantes avec des antennes biconiques au-delà d'une fréquence de 260 MHz dans la mesure où il est nécessaire pour une traverse de supprimer une résonance élevée; voir A.4.3. La Figure C.8 (voir C.6.1) montre la diminution de l'écart entre $F_a(h)$ et F_a avec la hauteur, cette tendance ne se poursuivant toutefois pas à plus de 260 MHz, ce qui conforte la recommandation de n'utiliser des éléments biconiques de type cage que jusqu'à 250 MHz. De même, les antennes LPDA en dessous de 250 MHz sont plus longues, et comportent par conséquent des erreurs de centre de phase plus importantes à moins que celles-ci ne soient corrigées.

NOTE La fréquence de transition pour les étalonnages d'antennes biconiques et LPDA dont il est question dans l'alinéa précédent est en général considérée être différente de la fréquence de transition des antennes hybrides (qui se situe généralement dans la gamme de 140 MHz à 240 MHz; voir 6.1.2).

A.4.3 Types d'éléments biconiques

Ces informations supplémentaires s'appliquent notamment au sujet de 9.3; voir aussi 3.1.1.2 Les meilleures performances électriques sont obtenues avec un cône métallique centrifugé, ou des éléments ouverts disposés en cône, également appelés éléments contractiles [9]. La préférence pour la structure à éléments ouverts s'applique aussi à l'antenne monocône utilisée dans la méthode d'étalonnage de 9.3.

Un modèle d'élément biconique plus robuste, qui est le plus répandu, consiste à joindre les sommets des six éléments et à introduire un septième pilier médian pour obtenir une cage rigide. Toutefois, ce modèle présente une résonance en bande étroite d'une amplitude de plus de 5 dB à une fréquence proche de 287 MHz, du fait de l'action de la cage à la manière d'une cavité résonnante. L'introduction d'une traverse a permis de remédier à cette situation, ladite traverse poussant la résonance juste au-dessus d'une fréquence de 300 MHz.

Malheureusement, pour certains modèles, la résonance n'est pas poussée suffisamment loin, ce qui donne une forte pente du facteur AF au-delà de 290 MHz, ce qui est davantage sensible aux variations des dimensions de la cage dues aux tolérances de fabrication ou à une mauvaise manipulation. De même, le mesurage des réponses avec des fortes pentes peut entraîner une plus mauvaise reproductibilité des mesures et de plus grandes incertitudes de mesure.

Une traverse unique rend la cage asymétrique, et au-delà de 260 MHz, entraîne la non-uniformité du diagramme de plan H, et un régime transitoire mineur du facteur AF au voisinage de 220 MHz. Il est recommandé, afin d'améliorer la reproductibilité de l'AF, de normaliser l'orientation de la traverse par son alignement coplanaire avec l'axe du poteau du symétriseur. Dans le cas d'éléments à filetage, il est recommandé de marquer un élément et le côté du symétriseur, puis, lors du montage des antennes, de visser l'élément marqué sur le côté marqué du symétriseur.

A.5 Sources d'incertitude de mesure plus grande du facteur F_a avec la méthode SSM

Ces informations supplémentaires s'appliquent notamment au sujet de 8.4.1. La méthode SSM applique un balayage en hauteur de chaque antenne de chaque paire d'antennes afin de contourner les interférences destructives des signaux directs et des signaux réfléchis sur le sol. Le budget d'incertitude de mesure propre à F_a comporte une incertitude supplémentaire afin de prendre en compte la méthode de mesure qui n'utilise pas un environnement en espace libre [voir également N18) de E.2]. Selon la définition du facteur d'antenne en qualité de mesurande, une correction d'erreur systématique peut être appliquée afin de réduire son incertitude [13]. Toutefois, les erreurs ne peuvent pas être totalement compensées par ces méthodes, et une erreur résiduelle demeure.

Un calcul rigoureux du facteur F_a de chacune des trois antennes utilisées n'étant pas possible, il n'est donc pas utile d'indiquer quelle antenne fait uniquement l'objet d'un balayage en hauteur, ou quelle antenne est uniquement à une hauteur fixe (voir aussi 7.4.2.2). Cette imprécision implique également une plus grande incertitude pour F_a . L'incertitude est également plus grande lorsque les trois antennes sont de conceptions différentes, notamment dans le cas d'un ensemble mixte de symétriseurs de 50 Ω et 200 Ω pour les antennes biconiques, en raison de la différence importante de couplage mutuel avec la représentation sur le plan de masse de référence (voir Figure C.7 et Figure C.9 de C.6.1, par exemple).

Un plan de masse de référence (c'est-à-dire pour un OATS) a été introduit, à l'origine, en vue de la reproductibilité des mesurages des perturbations rayonnées CEM. Selon la norme ANSI C63.5 [13], un OATS est validé au moyen d'antennes étalonnées. Ceci pose toutefois un problème, car un OATS validé est exigé pour l'étalonnage des antennes.

Un attrait de la méthode SSM est qu'elle ressemble à la méthode de mesure sur un OATS pour les perturbations rayonnées définie dans la CISPR 16-2-3 [2]. Ceci signifie que les

facteurs AF sont adaptés aux conditions d'utilisation finale, mais uniquement pour la polarisation horizontale en utilisant une séparation de 10 m selon [13]. L'avantage potentiel de cette méthode réside dans le fait que les AF ainsi obtenus comportent les effets du couplage mutuel avec la représentation au sol, ainsi que les effets des différences potentielles de diagramme de rayonnement entre l'AUC et le doublet infinitésimal, comme le suppose la formulation NSA. Cependant, un examen plus attentif montre que l'exactitude de mesure se révèle avantageuse uniquement si la méthode d'étalonnage ressemble de manière très similaire à la méthode de mesure des perturbations rayonnées.

Par exemple, des EUT de petites dimensions placés à une hauteur de 1 m au-dessus du plan de masse de référence peuvent être représentés dans l'étalonnage par une antenne placée à une hauteur fixe de 1 m. Les problèmes afférents aux justifications selon lesquelles la méthode SSM reproduit les conditions d'un mesurage des perturbations rayonnées sont les suivants:

- a) Pour une antenne biconique à polarisation horizontale, l'antenne à hauteur fixe devient l'antenne balayée dans l'une des trois paires d'antennes, et son facteur AF n'est ainsi pas le même pour l'essai SA effectué avec chaque paire, en raison des variations du couplage mutuel avec sa représentation. La Figure 11 (voir 7.4.2.1) montre la combinaison des paires sous la forme (2,1), (3,1), (3,2). Du fait de l'imprécision de la méthode SSM, d'autres combinaisons sont admissibles, telles que (1,2), (2,3), (3,1), ce qui permet à chaque antenne de se trouver à une hauteur fixe et à une hauteur variable. Toutefois, le choix des combinaisons est perçu comme ayant une influence réduite sur le résultat final. Comme cela est indiqué par l'Équation (59) (voir 8.4.3), des corrections peuvent être ajoutées pour réduire l'incertitude de F_a , voir aussi le texte du dernier alinéa du présent paragraphe.
- b) Une deuxième source d'erreur réside dans le fait que le niveau de signal maximum peut être différent de la hauteur théorique utilisée pour le calcul du paramètre $e_0(i,j|H)$ dans l'Équation (41) (voir 7.4.1.2.1) utilisée pour calculer l'AF. Le paramètre $e_0(i,j|H)$ est basé sur la SIL entre une paire d'antennes doublets hertziennes, qui ont un centre de phase fixe à toutes les fréquences, et un diagramme de rayonnement cardioïde. Ce modèle est similaire pour les antennes biconiques, mais diffère de manière significative pour les antennes LPDA. Une erreur dans la hauteur prévue contribue à une erreur dans la soustraction du signal réfléchi sur le sol du signal reçu total.
- c) Une troisième source d'erreur est la variation du centre de phase avec la fréquence, dans le cas d'une antenne LPDA placée à une hauteur fixe. Ceci ne ressemble pas au comportement d'un EUT dans un essai d'émission. Dans la gamme de fréquences comprise entre 200 MHz et 1 000 MHz, l'incertitude liée à cet effet du centre de phase est de l'ordre de $\pm 0,2$ dB lorsqu'une distance de mesure de 10 m est appliquée, mais elle est d'environ $\pm 0,8$ dB pour une distance de 3 m, l'augmentation de l'incertitude étant proportionnelle à l'augmentation de la longueur des antennes, comme dans le cas des antennes hybrides.
- d) Les facteurs d'antennes mesurés par la méthode SSM en utilisant une séparation de 10 m entre les antennes introduisent des erreurs pouvant aller jusqu'à ± 2 dB lorsqu'ils sont utilisés pour les mesurages des perturbations rayonnées à une distance de 3 m. Les principaux éléments contribuant à ces erreurs sont l'écart par rapport à la distance de 3 m de référence dû aux centres de phase des antennes LPDA et hybrides, et l'écart par rapport à l'axe de visée, comme le montre la Figure A.1 (voir A.5). La correction du centre de phase n'est pas directe étant donné que la SSM ne tient pas compte du centre de phase, mais effectue les mesurages à partir du point médian de l'antenne LPDA (voir aussi 7.5.1 et A.6). Même si elle est utilisée pour des essais de perturbation rayonnée à une distance de 10 m, une erreur demeure du fait du centre de phase de l'antenne LPDA appariée utilisée dans l'étalonnage. À l'opposé, l'intensité de champ électrique mesurée à l'aide du facteur F_a étalonné dans un environnement en espace libre peut être corrigée avec précision en vue d'une utilisation à des distances différentes à l'aide de la méthode de A.6.2.

La Figure A.2 illustre les tracés du facteur F_a d'une antenne biconique de 200 Ω , mesuré par la méthode en espace libre de 9.3 et la méthode SSM de 8.4 sur un CALTS de qualité. Les tracés diffèrent de 0,8 dB au plus; l'inclinaison à la fréquence de 224 MHz est une résonance

associée à la traverse. La Figure A.3 présente les mêmes résultats, mais avec des corrections de F_a à l'aide de l'Équation (59) (voir 8.4.3). Les corrections améliorent la concordance à 0,3 dB près jusqu'à une fréquence de 200 MHz au plus et à 0,4 dB près jusqu'à une fréquence de 298 MHz au plus. Ces résultats s'appliquent à un seul modèle d'antenne biconique qui utilise les facteurs de correction issus de la simulation informatisée de ce modèle; dans le cas général d'une utilisation d'un modèle simulé générique pour un grand nombre de modèles physiques d'antenne différents, les différences pourraient être plus importantes.

Par conséquent, pour un facteur F_a mesuré par la méthode SSM et à désigner par le terme F_a mesuré dans des conditions en espace libre, il convient d'ajouter une incertitude de 0,5 dB au facteur F_a SSM, comme cela est indiqué dans le Tableau 9 (voir 8.4.4). Les incertitudes supplémentaires propres aux antennes LPDA et hybrides sont 0,5 dB et 1,2 dB respectivement (voir 7.4.2.2).

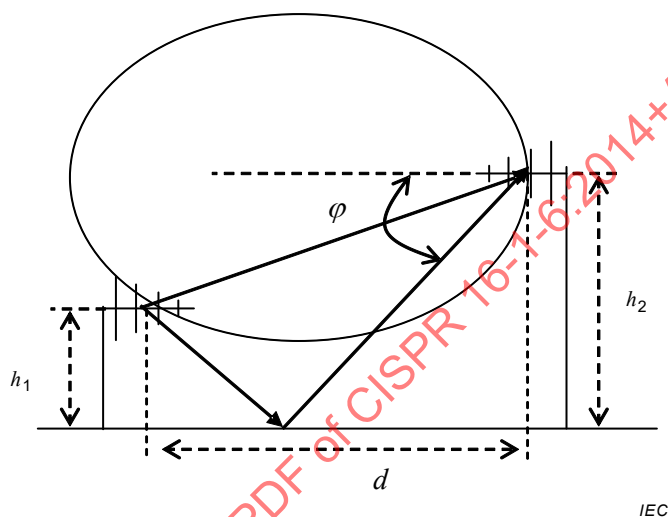
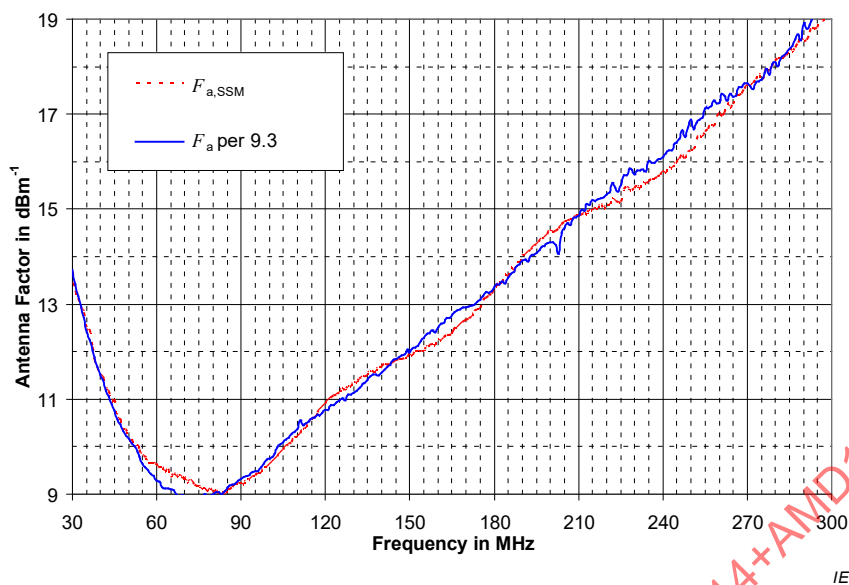


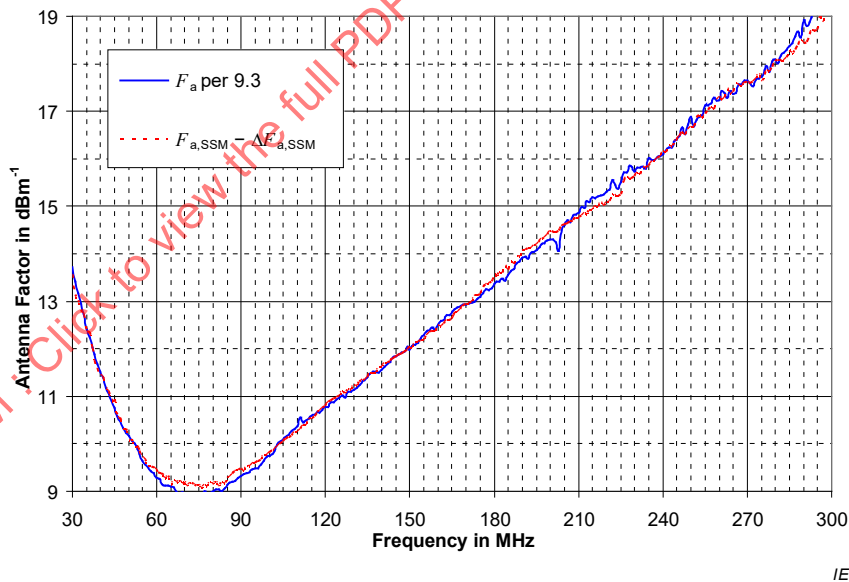
Figure A.1 – Illustration des angles des rayons électromagnétiques sous-tendus entre l'antenne LPDA balayée, l'antenne LPDA à hauteur fixe et le plan de masse de référence



Légende

Anglais	Français
Antenna factor in dBm	Facteur d'antenne en dBm
Frequency	Fréquence
F_a per 9.3	F_a selon 9.3

Figure A.2 – Facteur F_a d'une antenne biconique avec un symétriseur de 200 Ω , mesuré par la méthode VP de 9.3 et par la méthode SSM de 8.4 sans correction



Légende

Anglais	Français
Antenna factor in dBm	Facteur d'antenne en dBm
Frequency	Fréquence
F_a per 9.3	F_a selon 9.3

Figure A.3 – Facteur F_a d'une antenne biconique avec un symétriseur de 200 Ω , mesuré par la méthode VP de 9.3 et par la méthode SSM de 8.4 avec correction

A.6 Étalonnage des antennes LPDA en utilisant des distances de séparation réduites

A.6.1 Étalonnage des antennes LPDA en utilisant des distances de séparation réduites

Ces informations supplémentaires s'appliquent notamment au sujet de 9.4. La majorité des antennes LPDA utilisées pour les essais CEM ont une fréquence basse de conception de 200 MHz, et un modèle très courant d'antenne LPDA a une longueur de 0,55 m environ entre les éléments résonnants à des fréquences de 200 MHz et 1 000 MHz (voir 7.5.2.1). Il convient que la distance de séparation entre les éléments résonnants à la même fréquence d'une paire d'antennes soit au moins de deux longueurs d'onde, afin d'assurer une erreur de couplage mutuel de moins de 0,2 dB environ.

La longueur d'onde à une fréquence de 200 MHz est de 1,5 m, et de ce fait, pour une paire d'antennes, il convient qu'une séparation de 2,5 m entre les positions de référence du fabricant, ou les points médians mécaniques, soit suffisante. Cette distance permet d'atteindre des conditions en espace libre relativement facilement, en plaçant les antennes à au moins 4 m au-dessus du sol, ou à une hauteur plus accessible de 2,5 m, et avec un matériau absorbant pyramidal d'une hauteur de 1 m qui couvre une surface de 2,4 m × 2,4 m sur le sol entre les antennes (afin d'atténuer l'onde réfléchie spéculaire). L'erreur relative au facteur F_a due à des centres de phase non corrigés est traitée en A.5 c).

À une hauteur moins élevée de 2,5 m, il est plus aisé de mesurer la séparation entre les antennes et de réaliser un alignement latéral et horizontal de la paire d'antennes. L'élément clé permettant de rendre cette méthode efficace réside dans le fait que les positions des centres de phase sont connues à toutes les fréquences de mesure (voir 7.5.2). Le calcul de F_a utilise la distance de séparation entre les centres de phase et non une distance fixe, à savoir au niveau du point médian de la longueur du bras d'antenne, comme cela est le cas avec la méthode SSM.

A.6.2 Correction de l'intensité de champ électrique afin de tenir compte du centre de phase des antennes LPDA

Le mesurage des perturbations CEM exige de déterminer l'intensité de champ électrique à une distance donnée de la face avant de l'EUT. Si l'intensité de champ électrique est mesurée à une distance différente, elle peut être corrigée pour obtenir la distance souhaitée. À titre d'exemple, considérer une antenne LPDA typique qui comprend une séparation de 0,6 m environ entre les éléments doublets qui réagissent au champ à des fréquences de 200 MHz et 1 000 MHz.

Pour le mesurage de l'émission à une distance $d = 3$ m de l'EUT, à une fréquence de 200 MHz, l'intensité de champ électrique est mesurée à une distance de 3,3 m environ de P2 comme cela est illustré à la Figure A.4, selon la valeur de d_{phase} dans l'Équation (A.2), où P2 est la face avant de l'EUT.

Pour une fréquence donnée, la correction suivante, ΔE en dB, s'ajoute à l'intensité de champ mesurée:

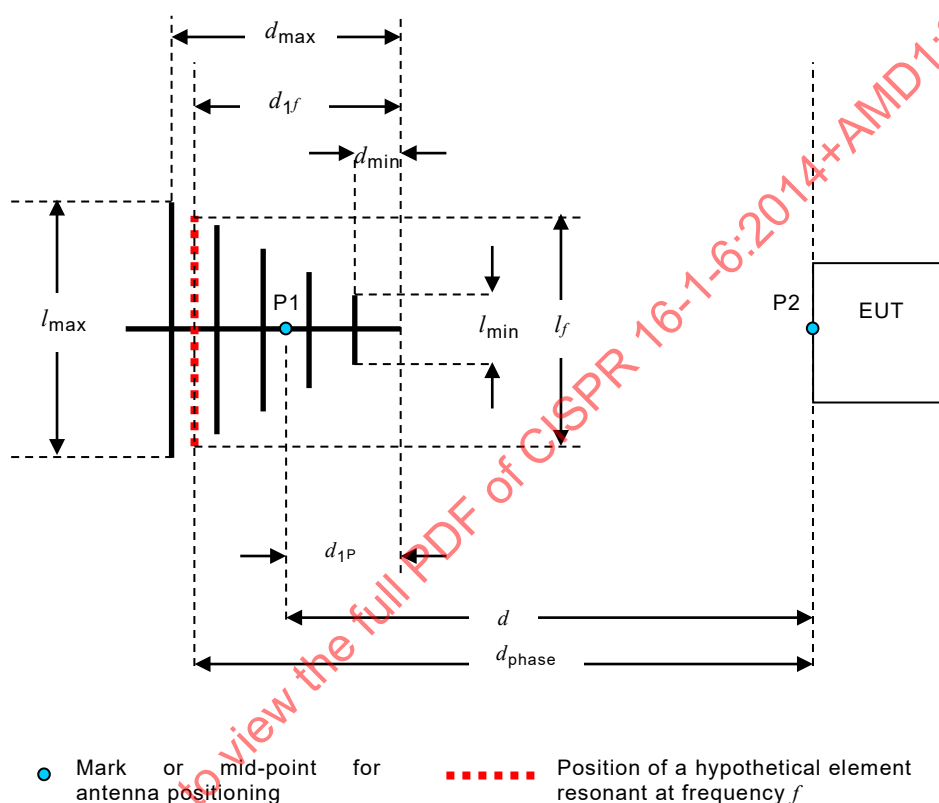
$$\Delta E = 20 \lg \left(\frac{d_{\text{phase}}}{d} \right) \quad (\text{A.82})$$

Par référence à la Figure A.4, la distance entre P2 et l'élément résonnant à une fréquence donnée, d_{phase} , est donnée par l'Équation (A.2). P1 est le repère du fabricant, ou le centre de l'antenne, d_{1P} est la distance entre le sommet de l'antenne et P1, et d_{1f} est la distance entre le sommet de l'antenne et la position du centre de phase à la fréquence f .

$$d_{\text{phase}} = d + (d_{1f} - d_{1P}) \quad (\text{A.83})$$

Il est supposé dans l'Équation (A.1) que le point de champ se situe dans le champ lointain de l'antenne. Lorsqu'une correction de champ proche est nécessaire (habituellement pour $d_{\text{phase}} < \lambda/2$), l'Équation (8) en champ proche de la CISPR 16-1-4:2010 peut être utilisée. Voir 7.5.2.2 pour plus de détails, y compris les corrections concernant les sections d'antennes LPDA coniques des antennes hybrides. L'interpolation linéaire sert à estimer la position des centres de phase pour les fréquences comprises entre les fréquences de résonance des éléments aux extrémités de la gamme de fréquences de fonctionnement.

NOTE Dans la mesure où un laboratoire d'étalonnage d'antennes est tenu d'utiliser les équations portant sur le centre de phase dans l'étalonnage des antennes LPDA, il n'est pas beaucoup plus contraignant de fournir, dans le rapport de mesure d'étalonnage, les corrections d'intensité de champ pour les mesurages des perturbations rayonnées à des distances spécifiques (par exemple, 3 m et 10 m). La correction peut être incluse dans le facteur AF, dont il est spécifié qu'il est nécessaire de l'utiliser à cette distance particulière. Ceci peut être fourni à la demande d'un laboratoire.



IEC

Légende

Anglais	Français
Mark or mid-point for antenna positioning	Repère ou point milieu pour le positionnement des antennes
Position of a hypothetical element resonant at frequency f	Position d'un élément résonnant hypothétique à la fréquence f

Figure A.4 – Distance de séparation par rapport au centre de phase d'une antenne LPDA

A.7 Discrimination de polarisation croisée des antennes LPDA

Le présent paragraphe est associé notamment à 6.3.3 et 9.4. La plupart des antennes LPDA sont construites avec les deux demi-éléments doublets disposés en gradins. Cela entraîne une diminution des performances en réjection de polarisation croisée qui est maximale à des fréquences plus élevées, où le déplacement des deux éléments par rapport à une droite représente une partie plus importante de leur longueur. Le critère applicable à une discrimination de polarisation croisée d'au moins 20 dB est donné dans la CISPR 16-1-4.

Lorsque ce critère est dépassé, il convient que le budget d'incertitude de mesure tienne compte de l'erreur.

Il existe certaines antennes LPDA dont les éléments sont coplanaires, cette coplanéité étant réalisée par la flexion de chaque demi-élément doublet à proximité du bras. Ce modèle d'antenne affiche une caractéristique de polarisation croisée excellente, c'est-à-dire supérieure à 20 dB jusqu'à des fréquences de 1 GHz au plus. D'autres types de modèle d'antenne LPDA utilisent la conicité des dimensions des tubulures de bras, de sorte que l'espacement entre les deux bras est réduit à l'extrémité de fréquence supérieure, réduisant de ce fait de manière progressive la séparation entre les plans des éléments doublets.

Une autre méthode permettant d'obtenir une caractéristique de polarisation croisée correcte consiste à utiliser une structure LPDA de type V, dans laquelle l'antenne est constituée de deux antennes LPDA jointes à leur sommet et séparées au niveau des éléments de fréquence inférieure afin de former un profil V global. La réponse de polarisation croisée d'une antenne LPDA annule en grande partie celle de l'autre antenne LPDA. Une autre propriété de ce modèle d'antenne se traduit par le fait que les largeurs de bande des diagrammes des plans E et H sont davantage similaires.

La caractéristique de polarisation croisée des antennes hybrides qui couvrent la gamme de fréquences comprise entre 30 MHz et 6 000 MHz est susceptible d'être vraisemblablement réduite au-delà de 3 000 MHz. Dans le cas le plus défavorable, l'antenne présente un signal plus important lorsqu'elle fait l'objet d'une polarisation croisée avec une source, que lorsqu'elle fait l'objet d'une copolarisation. Ceci pourrait remettre en cause un mesurage des perturbations rayonnées qui exige un signal maximal des mesures effectuées avec l'antenne à polarisation horizontale, puis à polarisation verticale.

De plus, l'étalonnage d'antennes qui comportent une antenne LPDA avec des antennes similaires est pratique courante. Lorsque la ou les antennes appariée(s) ont une réjection de polarisation croisée faible, il n'est pas possible de connaître la caractéristique de polarisation croisée de l'AUC (voir 6.3.3).

A.8 Conseils pratiques pour l'instrumentation de mesure

A.8.1 Rapport signal/bruit

Le présent paragraphe complète 6.2.4. Deux définitions communes permettent de spécifier le niveau de bruit. La première définition est le niveau de bruit moyen affiché (DANL), déterminé par le calcul de la moyenne de plusieurs traces de bruit. Le DANL figure couramment dans les fiches techniques des analyseurs de spectre. La deuxième définition est le résultat du maintien du maximum sur plusieurs traces de bruit, qui donne un niveau 11 dB supérieur au DANL. Afin de maintenir l'erreur générée par le bruit du récepteur dans la gamme de 0,1 dB, le niveau de signal à mesurer doit être maintenu à au moins 45 dB au-dessus du DANL, ou de manière équivalente 34 dB au-dessus du niveau de bruit du maintien du maximum.

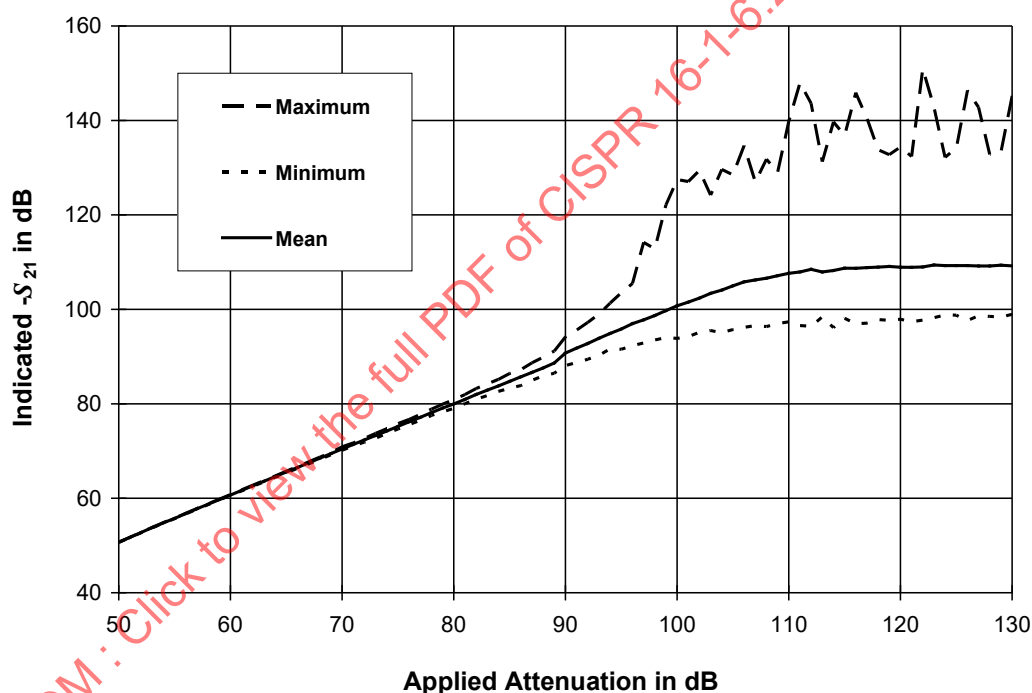
Pour expliquer le DANL, la contribution à l'incertitude du bruit du récepteur dépend de l'affaiblissement à mesurer. Pour mesurer la dynamique d'un VNA, S_{21} est mesuré une première fois, les deux ports étant connectés. Puis, les deux ports sont fermés et S_{21} est mesuré plusieurs fois, en prenant la moyenne logarithmique de ces mesurages. La différence entre les deux valeurs de S_{21} constitue la dynamique. Une procédure similaire est appliquée pour les analyseurs de spectre avec lesquels le DANL est défini. Un atténuateur à plots connecté à un VNA est utilisé pour mesurer le comportement du bruit. À chaque plot d'affaiblissement, S_{21} est mesuré plusieurs fois [41]. La Figure A.5 illustre les propriétés statistiques de ces balayages (minimum, maximum et valeur moyenne) – plus l'affaiblissement à mesurer est élevé, plus la répartition des traces est grande.

L'écart-type de S_{21} est pris comme un mesurage de l'influence du bruit; voir Figure A.6. L'écart-type suit une règle de 20 dB/par décade jusqu'à ce que la dynamique soit atteinte. Après normalisation (voir Figure A.7), on peut utiliser les résultats pour estimer l'influence du

bruit. Lors de l'étalonnage des antennes, il est nécessaire de déterminer l'affaiblissement exigé, ainsi que la dynamique, utilisée pour le calcul du SNR. Sur la base de la Figure A.7, l'écart-type ($k = 1$) est utilisé comme contribution à l'incertitude concernant l'influence du bruit pour le budget d'incertitude de mesure.

Lorsqu'un amplificateur à faible bruit (LNA) est utilisé, on améliore le rapport SNR par la différence de la figure de bruit du VNA et de la figure de bruit du système. Généralement, la figure de bruit d'un VNA est grande, exigeant un LNA à gain élevé [42]. Cette estimation est valable uniquement pour le bruit thermique. D'autres procédures d'analyse de l'influence du bruit interférent peuvent s'appliquer.

Concernant le bruit à large bande, il convient de tenir compte de la largeur de bande d'impulsion, ainsi que des paramètres d'impulsion de l'élément interférent, qui constitue une question quelque peu complexe. Toutefois, l'impact de l'interférence de signaux à large bande peut être réduit au cas à bande étroite (décrit dans les alinéas précédents) en utilisant un paramétrage à largeur de bande de résolution étroite pour le mesurage. Un autre facteur à prendre en considération réside dans le fait que le signal dans un mesurage de S_{21} utilisant un VNA est bloqué en phase, ce qui peut présenter un certain avantage en termes de réduction de la sensibilité aux communications ambiantes et aux signaux RF de radiodiffusion.

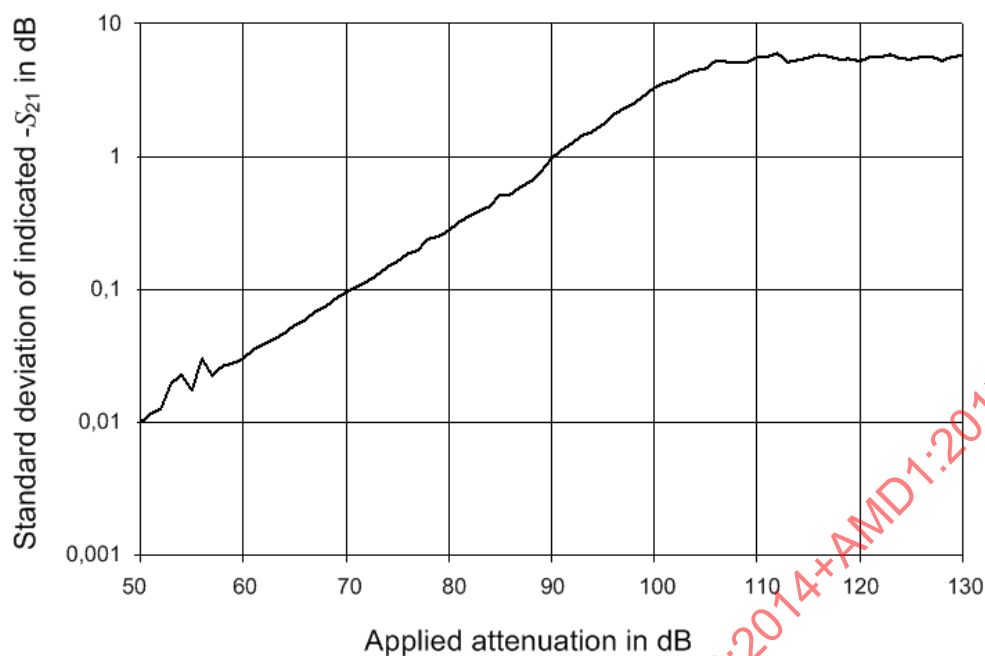


IEC

Légende

Anglais	Français
Indicated S_{21}	Balayages S_{21} Indiqués
Mean	Valeur moyenne
Applied attenuation	Affaiblissement appliqué

Figure A.5 – Propriétés statistiques de balayages S_{21} multiples
(minimum, maximum et valeur moyenne)

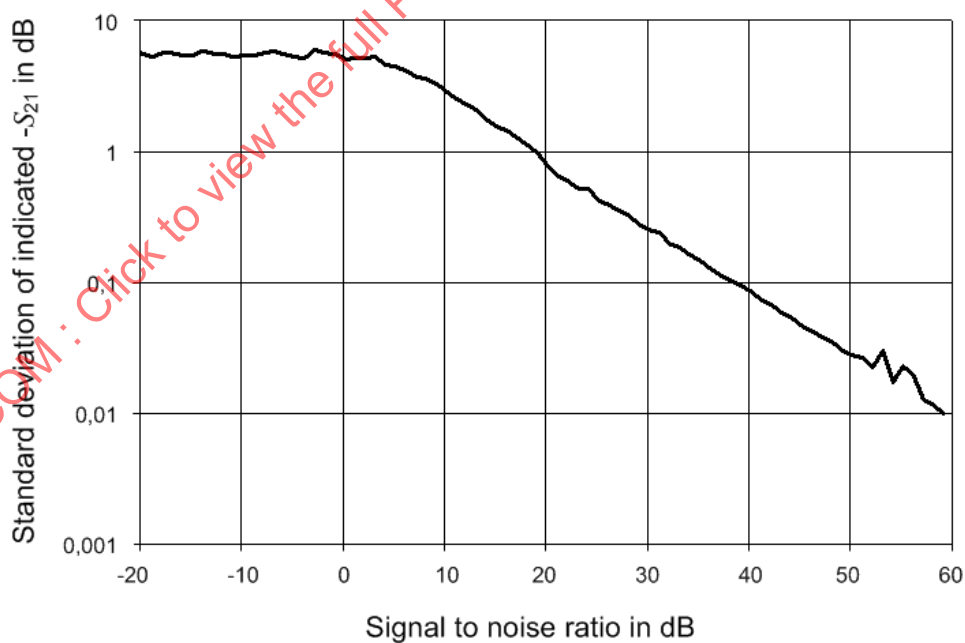


IEC

Légende

Anglais	Français
Standard deviation of indicated S_{21}	Écart-type des balayages S_{21} indiqués
Applied attenuation	Affaiblissement appliqué

Figure A.6 – Écart-type de S_{21}



IEC

Anglais	Français
Standard deviation of indicated S_{21}	Écart-type des balayages S_{21} indiqués
Signal to dynamic ratio	Rapport signal/dynamique

Figure A.7 – Écart-type normalisé de S_{21}

A.8.2 Profondeur des broches de connecteurs

Une attention toute particulière est nécessaire lors de la fixation des connecteurs coaxiaux RF aux atténuateurs, câbles et antennes (voir [6] et [22], par exemple). Une broche mâle saillante peut endommager la broche femelle d'une antenne. Il convient que le connecteur d'entrée soit propre et sec. Il convient de vérifier la profondeur correcte de broche, et de réparer le connecteur en cas de dépassement de la tolérance du fabricant. Le Tableau A.1 donne les profondeurs de broche d'un connecteur de type N.

Tableau A.1 – Exemple de profondeurs de broche de connecteurs mâle et femelle de type N et tolérances correspondantes avec un calibre de profondeur de broche de type N

Exemple de connecteur de type N	Profondeur de broche mm
Mâle	–0,05 à 0,5
Femelle	–0,05 à 0,25
NOTE Voir l'IEC 61169-16 [6] concernant les différentes versions des connecteurs de type N.	

A.8.3 Influence de l'adaptateur ajouté dans un mesurage "sur câbles traversants"

Le présent paragraphe s'applique notamment au-delà d'une fréquence de 1 GHz. Dans la mesure où la plupart des antennes utilisées pour les mesurages CEM utilisent des connecteurs conjugués (mâle et femelle), un adaptateur est habituellement exigé pour relier ensemble les câbles d'émission et de réception avec leurs atténuateurs correspondants pour un mesurage "sur câbles traversants". L'adaptateur n'est pas utilisé dans les mesurages d'antennes, mais son affaiblissement est inférieur à 0,1 dB dans le cas des adaptateurs de bonne qualité, et peut être corrigé ou pris en compte dans le budget d'incertitude de mesure.

En règle générale, des adaptateurs de type N de bonne qualité peuvent être obtenus avec des connecteurs de précision, dont les caractéristiques correspondent à celles données dans le Tableau A.2 dans la gamme de fréquences comprise entre 1 GHz et 18 GHz. L'influence de ce type d'adaptateur peut être traitée immédiatement comme une incertitude, dans la mesure où elle est peu importante par comparaison avec d'autres incertitudes. Toutefois, l'usure des adaptateurs est proportionnelle à leur utilisation, ce qui peut modifier profondément leurs caractéristiques; un mesurage régulier des paramètres S de l'adaptateur est nécessaire afin de déterminer l'ampleur de leur contribution à l'incertitude [voir également N11) en E.2].

Tableau A.2 – Caractéristiques types d'un adaptateur de type N

Paramètre	Affaiblissement dB
$ S_{11} ^2$ ou $ S_{22} ^2$	Affaiblissement de réflexion > 26,0
$ S_{12} ^2$ ou $ S_{21} ^2$	Perte d'insertion < 0,1

A.8.4 Niveau de compression

Lorsque l'on utilise un analyseur de réseau, il convient que le signal reçu b_1 reste en dessous du niveau de compression lors du mesurage de connexion direct, mais il convient que le signal de référence a_1 soit suffisamment élevé pour maintenir le blocage de phase. Ceci s'applique notamment au-delà d'une fréquence de 10 GHz environ, où l'affaiblissement des câbles peut être important.

A.8.5 Fonction de pente de la puissance source au-delà d'une fréquence de 6 GHz

Une caractéristique utile de certains systèmes source-réception, ou analyseurs de réseaux, est la capacité d'appliquer une fonction de pente à la puissance source. Ceci peut également être utilisé à bon escient pour compenser l'affaiblissement de câble accru à mesure de l'augmentation de la fréquence au-delà de 6 GHz, par exemple.

A.8.6 Pas de fréquence pour la détection des résonances

Un mesurage de SIL à fréquence balayée est réalisé avec l'AUC et une deuxième antenne appariée à large bande, afin de vérifier les occurrences de résonances à bande étroite engendrées par l'AUC. Il convient que l'antenne à large bande appariée soit exempte de résonances; pour cet essai, il est recommandé d'utiliser des doublets à large bande ou des antennes biconiques de petites dimensions. Il est nécessaire que le mesurage soit capable de différencier les résonances avec une résolution de largeur de bande inférieure à 1 MHz. Lorsqu'une résonance ne peut pas être supprimée par des ajustements mécaniques durables, il convient de mesurer l'AF à des intervalles de fréquences suffisamment courts de manière à détecter la pointe de la résonance. Il convient d'assigner une contribution à l'incertitude, ou d'appliquer une exclusion sur la largeur de bande de la pointe de résonance. Dans le rapport d'étalonnage, il convient également d'ajouter une mise en garde stipulant que la fréquence de la pointe peut être instable.

NOTE Pour les antennes LPDA et hybrides avec lesquelles des résonances apparaissent après l'étalonnage d'origine, le démontage et le nettoyage du joint entre les éléments doublets et la ligne d'alimentation à laquelle ils sont connectés, peuvent améliorer la conductivité RF, et réduire la résonance. Les antennes de mauvaise conception peuvent comporter des résonances en bande étroite permanentes qui ne peuvent pas être supprimées par nettoyage.

Pour les antennes présentant des modifications importantes du gradient du facteur AF par rapport à la fréquence, il est nécessaire d'utiliser un pas de fréquence plus petit que celui exigé par 6.1.1, afin de réduire l'incertitude d'interpolation de F_a à des fréquences entre les points mesurés. En cas de résonance très forte, une résolution de fréquence proche de la résonance de 0,1 MHz peut être exigée afin de saisir l'amplitude. Les résonances peuvent présenter un décalage en fréquence proportionnelle à l'utilisation de l'antenne, et une attention particulière est de ce fait nécessaire concernant la valeur de F_a à la pointe de la résonance.

A.8.7 Affaiblissement de réflexion ou ROS

Un tracé de l'affaiblissement de réflexion ou ROS évidemment très différent du tracé de l'antenne neuve, et/ou comme mentionné dans le manuel d'instructions du fabricant, indique que l'antenne peut ne pas être adaptée à l'étalonnage. Un tracé de l'affaiblissement de réflexion peut faire état de modifications de l'antenne sous la forme d'une résonance effective sur une largeur de bande étroite. Lorsqu'une résonance anormale est identifiée, il convient d'effectuer un mesurage de SIL avec un pas de fréquence faible, afin d'évaluer l'influence de cette résonance sur le facteur AF (voir 6.1.1).

Le mesurage de l'affaiblissement de réflexion est moins chronophage qu'une mesure de l'AF. Lorsque l'affaiblissement de réflexion diffère de manière évidente de la valeur du fabricant, l'opérateur peut décider d'interrompre l'étalonnage, après concertation avec le propriétaire de l'antenne. Il convient alors de réparer l'antenne et de la resoumettre à étalonnage.

Le coefficient de réflexion, S_{11} , à l'accès d'antenne de l'AUC est mesuré dans sa bande de fréquences de fonctionnement par le mesurage de la fréquence balayée, en appliquant les recommandations de 6.2.5 relatives aux mâts et câbles, lorsque l'AUC est:

- située dans un environnement en espace libre, ou
- à polarisation horizontale à une hauteur de 2 m au-dessus d'un plan de masse de référence.

Le ROS de l'AUC, désigné par s_{wr} , est calculé à l'aide de l'Équation (A.3), qui indique également l'affaiblissement de réflexion équivalent.

$$\text{affaiblissement de réflexion} = -20\lg(|S_{11}|), \text{ et } s_{wr} = \frac{1+|S_{11}|}{1-|S_{11}|} \quad (\text{A.84})$$

L'antenne est montée sur un mât, comme dans le mesurage de l'AF, selon la Figure 7 ou la Figure 8 (voir 7.2.2), par exemple, mais sans l'antenne appariée, ni son mât. Un étalonnage avec réflexion sur un port d'un VNA à l'extrémité du câble à connecter à l'antenne est effectué. Le câble est connecté à l'antenne et S_{11} est consigné. Cette valeur est convertie en affaiblissement de réflexion ou ROS à l'aide de l'Équation (A.3).

A.9 Considérations relatives à l'incertitude

A.9.1 Généralités

Le présent paragraphe est associé notamment à 4.4.

A.9.2 Incertitudes réalisables pour le facteur F_a

Certaines hypothèses concernant l'AUC peuvent être émises et intégrées à l'évaluation de l'incertitude d'étalonnage, tant qu'elles sont documentées et qu'elles accompagnent l'évaluation elle-même. L'estimation et l'inclusion des imperfections de l'emplacement dans l'incertitude de mesure globale présentent un intérêt tout particulier.

La tolérance admise pour la validation d'un CALTS en 4.5.3 de la CISPR 16-1-5:2014 est de ± 1 dB, qui tient compte de plusieurs autres composantes de l'incertitude outre les imperfections de l'emplacement. Un emplacement qui satisfait à cette exigence contribue à une incertitude de l'étalonnage du facteur d'antenne nettement inférieure à $\pm 0,5$ dB, cette incertitude provenant de l'emplacement seul. Les justifications de l'incertitude de 0,5 dB reposent sur le fait que la validation de l'emplacement est basée sur la SIL qui implique deux antennes, et ainsi, l'incertitude attribuée à une antenne équivaut grossièrement à la moitié de cette valeur, ou à une valeur inférieure si d'autres composantes, notamment les réflexions du mât, participent en grande partie à l'incertitude SIL totale.

L'application des méthodes décrites dans la présente norme permet généralement d'obtenir une incertitude de ± 1 dB ($k = 2$) pour la détermination du facteur F_a mais toutefois une incertitude inférieure à $\pm 0,5$ dB peut être obtenue avec la plus grande attention. Ce chiffre de l'incertitude de mesure est destiné à fournir une indication de ce qui peut être obtenu sans augmentation disproportionnée des ressources, et en suivant les recommandations de la présente norme afin d'obtenir les incertitudes les plus faibles dans toutes les parties constitutives.

A.9.3 Incertitudes des doublets au-dessus d'un plan de masse de référence

Le facteur AF d'une antenne doublet accordée à polarisation horizontale peut varier de 6 dB au plus, lorsque celle-ci fait l'objet d'un balayage en hauteur entre 1 m et 4 m; voir Figure C.6 a) (voir C.6.1). Toutefois, lors d'un mesurage des perturbations CEM au-dessus d'un plan de masse de référence, on exige un signal maximal dans la plage de hauteur comprise entre 1 m et 4 m, et, à des fréquences maximales d'environ 120 MHz, l'antenne de réception se situe à la hauteur maximale de 4 m, en supposant une séparation de l'antenne ≥ 3 m. Dans un mesurage des perturbations CEM, la variation du facteur AF en fonction de la hauteur d'un doublet accordé n'est donc pas supérieure à ± 2 dB. Par conséquent, il convient que l'incertitude liée à la hauteur d'antenne en cas d'utilisation de F_a ne soit pas supérieure à ± 2 dB, sa réduction étant possible en utilisant $F_a(h)$.

A.9.4 Vérification de l'incertitude par comparaison des méthodes

L'analyse effectuée dans le présent paragraphe peut également être mise en parallèle avec les considérations correspondantes de 7.1 de la CISPR 16-1-5:2014. Un emplacement d'étalonnage théorique ne contribue à aucune incertitude particulière dans le mesurage du facteur d'antenne, un emplacement quasi-parfait étant toutefois rarement réalisé pour des raisons économiques. Un emplacement d'étalonnage réel, y compris le plan de masse de référence et les structures de soutien de l'antenne, est difficile à modéliser et de ce fait, il est difficile d'estimer sa contribution à l'incertitude.

L'utilisation des méthodes de validation de l'emplacement, telles que celles données dans les CISPR 16-1-4 et CISPR 16-1-5, permet de maintenir la contribution à l'incertitude du facteur AF en dessous d'un niveau spécifié, mais certains compromis restent toutefois possibles. Bien qu'un critère d'acceptation de l'emplacement puisse être de ± 1 dB, par exemple, la composante "imperfection de l'emplacement" dans un budget d'incertitude de mesure de l'AF peut être nettement inférieure à ± 1 dB. Cette différence entre le critère d'acceptation de l'emplacement et l'incertitude liée à l'"imperfection de l'emplacement" est due en grande partie au fait que la méthode de validation de l'emplacement diffère de la méthode d'étalonnage des antennes, de nombreuses variables de contribution existant toutefois, telles que les différents diagrammes de rayonnement de différentes AUC.

Une méthode d'estimation de la contribution à l'incertitude du facteur AF par un emplacement, consiste à étalonner une antenne dont l'AF est déjà connu de manière très précise. De même, lorsque l'on s'efforce de réduire au minimum toutes les autres composantes du budget d'incertitude de mesure, la composante de l'emplacement domine. Du fait que la composante "imperfection de l'emplacement" est habituellement la plus importante dans un budget d'incertitude de mesure de l'AF, la différence de l'AF mesuré par rapport à l'AF connu avec précision donne une indication du niveau excessif ou non de la valeur d'imperfection de l'emplacement, et peut indiquer une valeur éventuellement plus réaliste.

Un cas spécial d'identification très fiable du facteur F_a se présente sous la forme de l'antenne doublet calculable, telle qu'elle est décrite en A.3.2, par exemple. On sait que les valeurs F_a et $F_a(h,p)$ des doublets résonnants présentent des incertitudes de $\pm 0,15$ dB au maximum [26], [57]. Pour les étalonnages à large bande, une largeur de bande supérieure à 100 % pour un doublet calculable a été démontrée [11] avec une incertitude du facteur d'antenne de $\pm 0,3$ dB, ce qui permet à quatre doublets de couvrir une gamme de fréquences comprise entre 30 MHz et 1 000 MHz, comme l'indique aussi le Tableau A.1 de la CISPR 16-1-5:2014. Une version plus robuste disponible dans le commerce peut donner une résonance de $\pm 0,2$ dB, et une valeur estimable de $\pm 0,5$ dB aux extrémités de la largeur de bande pour une gamme de fréquences comprise entre 600 MHz et 1 000 MHz, et peut générer par ailleurs des incertitudes moins grandes à des fréquences moins élevées. Un calcul pratique de la largeur de bande dans cette situation est réalisé au moyen de l'Équation (A.4).

$$f_c - f_c/2 \leq f \leq f_c + f_c/2 \quad (\text{A.85})$$

où f_c représente la fréquence centrale.

Une autre méthode de validation d'un emplacement d'étalonnage par comparaison des facteurs d'antenne de modèles spécifiques d'antennes est donnée en 7.1 de la CISPR 16-1-5:2014.

Une plus grande confiance dans une méthode d'étalonnage appliquée sur un emplacement d'étalonnage particulier peut être acquise par l'étalonnage de la même antenne à l'aide d'autres méthodes, et sur d'autres emplacements d'étalonnage qui satisfont aux critères de validation de la CISPR 16-1-5. La répartition des résultats donne une indication des incertitudes du facteur AF qui peuvent être obtenues.

Annexe B (normative)

Étalonnage des antennes biconiques et des antennes doublets accordées au-dessus d'un plan de masse de référence en utilisant les méthodes TAM et SAM

B.1 Généralités

Le mesurage de $F_a(h,p)$ et de F_a des antennes biconiques et doublets accordées au-dessus d'un plan de masse de référence dans la gamme de fréquences comprise entre 30 MHz et 300 MHz est décrite en B.4. Le mesurage du facteur F_a des doublets accordés par réduction au minimum de l'influence des réflexions sur le sol dans la gamme de fréquences comprise entre 30 MHz et 1 000 MHz est décrite en B.5. Le mesurage du facteur F_a des doublets accordés par la méthode SAM dans un environnement en espace libre dans une gamme de fréquences comprise entre 60 MHz et 1 000 MHz est décrite en 9.2.

Ces méthodes complètent celles définies dans les Articles 8 et 9. Par exemple, si un laboratoire n'est pas capable d'appliquer la méthode VP de 9.3 pour les antennes biconiques, ni la méthode à utiliser dans une FAR, la méthode de calcul de la moyenne de la hauteur de B.4 peut être utilisée pour obtenir F_a . En règle générale, une autre raison de disposer d'une méthode complémentaire est de confirmer les résultats de la première méthode. La méthode de B.4 peut également être utilisée pour étalonner les antennes hybrides dans la gamme de fréquences comprise entre 30 MHz et la fréquence de transition (c'est-à-dire voir 6.1.2).

Les antennes doublets raccourcies qui sont accordées à une fréquence voisine de 80 MHz et destinées à être utilisées en dessous de 80 MHz doivent être étalonnées de la même manière que les antennes biconiques. Les autres antennes doublets à large bande doivent être étalonnées de la même manière que les antennes biconiques pour la gamme de fréquences en dessous de 250 MHz (à l'exclusion des doublets dont la longueur dépasse 2,4 m pour la méthode de 9.3), et que les antennes doublets accordées pour la gamme de fréquences comprise entre 250 MHz et 1 000 MHz; le diagramme de rayonnement est supposé ne pas s'écarter de manière significative de celui d'un doublet demi-onde, et cette condition détermine la fréquence supérieure à laquelle un doublet à large bande peut être étaloné par ces méthodes.

B.2 Caractéristiques des antennes biconiques et des antennes doublets

Les antennes biconiques, la partie doublet à large bande (biconique, par exemple) des antennes hybrides et les antennes doublets accordées sont habituellement étalonnées en polarisation horizontale afin de réduire les réflexions indésirables des mâts et des câbles connectés. En supposant une hauteur minimale de 1 m, $F_a(h,p)$ peut différer de F_a de manière significative dans la gamme de fréquences comprise entre 30 MHz et 300 MHz pour les antennes doublets accordées, et dans la gamme de fréquences comprise entre 50 MHz et 300 MHz pour les antennes biconiques, comme cela est expliqué en C.6. Pour la détermination de F_a dans ces gammes de fréquences, des mesures de prévention doivent être prises afin de réduire les effets de la réflexion sur le sol. Par exemple, il convient de placer une AUC au moins à la hauteur indiquée dans le Tableau C.1 (voir C.6.1).

Dans la présente annexe, les hauteurs de l'antenne d'émission recommandées pour chaque méthode d'étalonnage sont choisies afin de ne pas comporter de niveaux zéro dans le champ de l'antenne de réception, comme le prévoit l'Équation (41) (voir 7.4.1.2.1, et la définition du niveau zéro en 3.1.1.19). De plus, la séparation des antennes est sélectionnée de manière à réduire les effets du couplage mutuel des antennes, comme cela est expliqué en C.5.

B.3 Fréquences

Les mesurages de F_a des antennes doublets accordés doivent être effectués au moins aux fréquences suivantes, f , appropriées à la gamme de fréquences de fonctionnement de l'antenne, en MHz:

30, 35, 40, 45, 50, 60, 70, 80, 90, 100, 120, 140, 160, 180,
200, 250, 300, 400, 500, 600, 700, 800, 900, 1 000.

NOTE Il s'agit de la liste d'origine des 24 fréquences spécifiées pour les mesurages NSA en 5.4.3 de la CISPR 16-1-4:2010. Certains clients des laboratoires d'étalonnage demandent également l'étalonnage des doublets résonnants à 125 MHz, 150 MHz et 175 MHz.

B.4 Mesurage du facteur $F_a(h,p)$ des antennes biconiques et doublets accordées et déduction de F_a par calcul de la moyenne de $F_a(h,p)$ pour des fréquences comprises entre 30 MHz et 300 MHz

B.4.1 Généralités

Le présent paragraphe décrit le mesurage de $F_a(h,p)$ par la méthode SAM ou la méthode TAM dans la gamme de fréquences comprise entre 30 MHz et 300 MHz, ainsi que la déduction de F_a à partir d'un nombre suffisant de résultats de $F_a(h,p)$ avec une plage de hauteurs donnée. Voir [24] pour d'autres informations concernant les applications de cette méthode. L'emplacement d'étalonnage doit satisfaire aux exigences relatives au CALTS conformément à 4.6 de la CISPR 16-1-5:2014.

L'étalonnage des antennes biconiques doit être effectué au moins aux fréquences applicables en B.3, mais de préférence comme indiqué en 6.1.1 au moyen de méthodes à balayage de fréquences comprises entre 30 MHz et 300 MHz. L'étalonnage des antennes doublets accordées doit être effectué aux fréquences applicables en B.3. Pour des fréquences au-delà de 300 MHz, le mesurage du F_a des doublets accordés est décrit en B.5.

B.4.2 Mesurage de $F_a(h,H)$ par la méthode SAM et déduction de F_a

B.4.2.1 Mesurage de $F_a(h,H)$ par la méthode SAM

Un ensemble d'antennes étalons (STA) est exigé, avec une spécification précise du facteur d'antenne $F_a(STA|h,H)$ en fonction de la hauteur d'antenne et de la fréquence pour la polarisation horizontale. Il est recommandé d'utiliser les antennes à large bande ou les antennes doublets accordées comme antenne STA, afin d'obtenir les incertitudes les plus faibles.

La disposition des antennes pour la méthode SAM est illustrée à la Figure 12 (voir 7.4.3.1). Afin de déterminer le facteur d'antenne dépendant de la hauteur, $F_a(AUC|h_1,H)$, défini en 3.1.2.4, une AUC doit être à polarisation horizontale et élevée à la hauteur h_1 au-dessus d'un plan de masse de référence métallique avec un emplacement CALTS. Une antenne biconique appariée est placée à une distance d de l'AUC et à la hauteur h_2 sélectionnée de sorte que le signal reçu par l'AUC n'est pas intense à un niveau zéro (voir la définition du niveau zéro en 3.1.1.19); l'Équation (41) (voir 7.4.1.2.1) se révèle utile pour déterminer la gamme de fréquences au voisinage d'un niveau zéro. Les exemples de d et h_2 adaptés à h_1 sont présentés dans le Tableau B.1 et le Tableau B.2. Les tensions reçues, V_{AUC} et V_{STA} , doivent être mesurées pour l'AUC et pour la STA qui s'y substitue, respectivement. $F_a(AUC|h_1,H)$ peut être obtenu au moyen de l'Équation (49) (voir 7.4.3.1).

Les composantes de l'incertitude associées à l'étalonnage SAM pour $F_a(AUC|h,H)$ sont décrites en 7.4.3.2 et un exemple de budget d'incertitude de mesure est présenté dans le Tableau B.3.

Tableau B.1 – Montage d’antennes pour la méthode SAM pour des antennes doublets accordées avec calcul de la moyenne de $F_a(h,H)$

Fréquence MHz	d m	h_1 m	h_2^a m	Δh_1 m
30 à 120	10	$(6 - \lambda/2)$ à 6	2	0,1
120 à 200	10	2,5 à 5	1	
200 à 300	10	2,5 à 3,5	1	
^a Pour chaque hauteur h_1 , la hauteur h_2 est fixée de manière à éviter un niveau zéro du signal (voir la définition du niveau zéro en 3.1.1.19).				

Tableau B.2 – Montage d’antennes pour la méthode SAM pour des antennes biconiques avec calcul de la moyenne de $F_a(h,H)$

Fréquence MHz	d m	h_1 m	h_2^a m	Δh_1 m
30 à 120	10	1 à 4	2	0,1
120 à 200	10	2,5 à 4	1	
200 à 300	10	2,5 à 3,5	1	
^a Pour chaque hauteur h_1 , la hauteur h_2 est fixée de manière à éviter un niveau zéro du signal (voir la définition du niveau zéro en 3.1.1.19).				

Tableau B.3 – Exemple de budget d'incertitude de mesure pour le facteur $F_a(h,H)$ d'une antenne biconique, mesuré par la méthode SAM dans la gamme de fréquences comprise entre 30 MHz et 300 MHz

Source d'incertitude ou grandeur X_i	Valeur dB	Loi de probabilité	Diviseur	Sensibilité	u_i dB	Note ^a
Incertitude de $F_a(STA h_1,H)$	0,35	Normale	2	1	0,18	N19)
Désadaptation de la STA	0,06	en U	$\sqrt{2}$	1	0,04	N10)
Erreur d'orientation de la STA	-	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	-	N15)
Désadaptation de polarisation de la STA	-	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	-	N16)
Emplacement et mâts qui affectent la STA lors de l'étalonnage de l'AUC	0,3	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	0,17	N20)
Effets de champ proche et couplage mutuel des antennes	0,1	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	0,06	N21)
Composante de l'incertitude commune dans le mesurage $V_{STA} - V_{AUC}$	0,26	Normale	2	1	0,13	voir Tableau 7 (7.2.3)
Répétabilité de $V_{STA} - V_{AUC}$	0,10	Normale	2	1	0,05	N6)
Désadaptation de l'AUC	0,16	en U	$\sqrt{2}$	1	0,11	N10)
Orientation de l'AUC	-	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	-	N15)
Désadaptation de polarisation de l'AUC	-	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	-	N16)
Différence de distance entre les mesurages de STA et AUC	0,04	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	0,03	N22)
Différence de hauteur entre les mesurages de STA et AUC	0,01	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	0,01	N23)
Différence dans les positions de centre de phase	-	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	-	N17)
Différence au niveau des effets indésirables de l'imperfection de l'emplacement	0,2	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	0,12	N24)
Différence au niveau du couplage antenne-plan de masse de référence et différence au niveau du couplage des antennes d'émission et de réception	-	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	-	
Incertitude-type composée, u_c					0,34	
Incertitude élargie, U^b ($k=2$)					0,67	
SAM avec un emplacement CALTS: voir Figure 12 (7.4.3.1), $d = 10$ m, h_1 = hauteur d'antenne de l'AUC à étalonner au-dessus d'un plan de masse de référence métallique, h_2 = hauteur d'antenne choisie de manière à ne pas placer l'AUC à un niveau zéro, tel que spécifié dans le Tableau B.2.						
^a Les notes numérotées apparaissent telles que mentionnées par les articles numérotés en E.2.						
^b Si les principales composantes de l'incertitude présentées dans ce tableau ne suivent pas une fonction de distribution normale, il convient d'évaluer l'incertitude élargie au moyen d'une simulation informatisée telle que la méthode de Monte-Carlo. Toutefois, ce tableau présente l'incertitude-type composée donnée par le calcul RSS, dans la mesure où certains laboratoires d'étalonnage peuvent ne pas effectuer de manière habituelle des simulations au moyen de la méthode de Monte-Carlo.						

B.4.2.2 Déduction de F_a par calcul de la moyenne de $F_a(h,p)$

Pour déduire F_a , il convient de mesurer le $F_a(h,H)$ de l'AUC avec des pas de hauteur Δh_1 pour une plage de hauteurs suffisante de h_1 comme le montre le Tableau B.1 et le Tableau B.2. Ensuite, l'AF en espace libre F_a peut être estimé à partir de:

$$F_a \equiv \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N F_a[h_1(i), H] \text{ en dB(m}^{-1}\text{)} \quad (\text{B.1})$$

où N représente le nombre de hauteurs d'antenne h_1 auxquelles l'AF est mesuré.

Bien que le Tableau B.1 et le Tableau B.2 proposent le pas de hauteur $\Delta h_1 = 0,1$ m, celui-ci peut être augmenté, dans la gamme de fréquences comprise entre 30 MHz et 300 MHz, en se référant à la Figure C.6 (voir C.6.1) pour obtenir une courbe assez linéaire. Des mesurages par pas de 0,1 m prendraient beaucoup de temps et ne seraient pas utiles; un pas plus long fournit assez d'informations pour que la moyenne obtenue soit efficace. Il est nécessaire que le $F_a(h,H)$ mesuré soit quasi symétrique au voisinage de la valeur de F_a pour générer l'AF en espace libre ou il convient que la plage de hauteurs soit d'au moins $\lambda/2$.

Les incertitudes associées au facteur d'antenne déduit de l'Équation (B.1) sont données par:

$$u_c^2(F_a) \approx c_{HAF}^2 u^2[F_a(h,H)] + c_{AV}^2 u^2(F_{av}) \quad (B.2)$$

où $u[F_a(h,H)]$ représente la composante de l'incertitude attribuée aux mesurages de l'AF dépendant de la hauteur, décrit en B.4.2.1 et $u(F_{av})$ représente l'écart théorique de l'AF donné par l'Équation (B.1) à partir de l'AF vrai en espace libre F_a .

Si les valeurs mesurées de $F_a(h,H)$ suivent une distribution normale identique indépendamment de la hauteur d'antenne h , le coefficient de sensibilité c_{HAF} de l'Équation (B.2) est alors considéré égal à $1/\sqrt{N}$ comme c'est habituellement le cas (c'est-à-dire N est le nombre de mesurages). Toutefois, la valeur théorique (c'est-à-dire la valeur prévue) de $F_a(h,H)$ dépend de la hauteur d'antenne et la variance peut également être différente en fonction de la hauteur d'antenne. En conséquence, la présente norme adopte $c_{HAF} = 1$ comme estimation élargie. Ainsi, les coefficients de sensibilité dans l'Équation (B.2) sont donnés par

$$c_{HAF} = c_{AV} = 1 \quad (B.3)$$

Un exemple de l'incertitude associée à F_a obtenue au moyen de cette méthode est donné au Tableau B.4. Bien que cette méthode d'obtention de F_a par le calcul de la moyenne de l'AF en fonction de la hauteur soit plus laborieuse que celle de la SAM en polarisation verticale, comme cela est précisé en 9.3, il est au minimum nécessaire de recourir à cette méthode aux fins de la comparaison des résultats pour s'assurer que les effets de la conicité de champ et des réflexions des mâts et des câbles de la méthode de 9.3 présentent un niveau d'incertitude acceptable. La Figure F.2 de la CISPR 16-1-5:2014 fournit des tracés de F_a obtenus au moyen de ces deux méthodes et présentant une concordance meilleure que 0,2 dB.

Tableau B.4 – Exemple de budget d'incertitude de mesure de F_a d'une antenne biconique par la méthode SAM avec calcul de la moyenne de $F_a(h,H)$ dans la gamme de fréquences en dessous de 300 MHz

Source d'incertitude de la grandeur X_i	Valeur dB	Loi de probabilité	Diviseur	Sensibilité	u_i dB	Note ^a
Incertaince élargie dans un étalonnage d'antenne pour $F_a(h,H)$	0,74	Normale	2	1	0,37	N39)
Écart théorique par rapport au facteur F_a en espace libre	0,15	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	0,09	N40)
Incertaince-type composée, u_c					0,38	
Incertaince élargie, U ($k = 2$)					0,76	
^a Les notes numérotées apparaissent telles que mentionnées par les articles numérotés en E.2.						

B.4.2.3 Étalonage d'une antenne biconique à une hauteur fixe de 6 m par la méthode SAM

Cette méthode est un cas particulier de l'objectif de B.4.2.1 qui utilise toutefois un mât unique, l'AUC et la STA étant situées à une hauteur fixe de 6 m au-dessus du plan de masse de référence [44]. L'antenne biconique appariée est placée directement au-dessous de l'AUC ou de la STA, son centre étant situé à une hauteur de 0,32 m au-dessus du plan de masse de

référence. L'avantage principal de cette méthode réside dans le fait qu'un plan de masse de référence de plus petites dimensions peut être utilisé, de 15 m sur 15 m, par exemple.

La STA est une antenne doublet calculable à large bande [11]. Il est essentiel que l'antenne appariée et son câble ne se déplacent pas entre les mesurages du signal par l'AUC et la STA. L'antenne appariée peut être soutenue par de la mousse de polystyrène. Tout métal du mât d'antenne doit être réduit au minimum, tel qu'un boulon court essentiel; voir les lignes directrices portant sur les supports d'antenne en 6.2.5. En cas d'utilisation d'un mât motorisé, il est recommandé de situer le moteur au-dessous du plan de masse de référence.

B.4.3 Mesurage de $F_a(h,H)$ par la méthode TAM et déduction de F_a

B.4.3.1 Mesurage de $F_a(h,H)$ par la méthode TAM

En variante à l'approche de B.4.2 et en l'absence de STA précise, la méthode TAM peut être appliquée. Suivre le mode opératoire de B.4.2, à l'exception du fait que $F_a(h,H)$ est mesuré par la TAM (décrite en 7.4.1.2) en lieu et place de la SAM (décrite en 7.4.3). Il est recommandé d'utiliser des antennes biconiques pour les deux antennes appariées, du fait qu'elles sont à large bande. Les hauteurs d'antenne h_3 doivent être fixées égales à h_2 de B.4.2.

L'analyse d'incertitude de $F_a(h,H)$ doit être réalisée en utilisant les dispositions de 7.4.1.2.2. Un exemple d'incertitude associée est donné dans le Tableau B.5.

Tableau B.5 – Exemple de budget d'incertitude de mesure du facteur $F_a(h,H)$ d'une antenne biconique, obtenu par la méthode TAM avec le montage d'antennes spécifié au Tableau B.2

Source d'incertitude ou grandeur X_i	Valeur dB	Loi de probabilité	Diviseur	Sensibilité	u_i dB	Note ^a
Composante de l'incertitude commune dans le mesurage de SIL	0,26	Normale	2	$\sqrt{3}/2$	0,11	voir Tableau 7 (7.2.3)
Répétabilité de la valeur SIL	0,10	Normale	2	$\sqrt{3}/2$	0,04	N6)
Désadaptation de l'antenne d'émission	0,16	en U	$\sqrt{2}$	$\sqrt{3}/2$	0,10	N10)
Désadaptation de l'antenne de réception	0,16	en U	$\sqrt{2}$	$\sqrt{3}/2$	0,10	N10)
Perte d'insertion de l'adaptateur utilisé dans le mesurage de SIL	0,06	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	0,03	N11)
Effets de l'emplacement et des mâts	1,0	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	0,50	N20)
Erreur de séparation des antennes	0,04	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	0,02	N22)
Erreur de hauteur des antennes	0,01	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	0,01	N23)
Erreur d'orientation des antennes	-	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	-	N15)
Effets de la position du centre de phase	-	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	-	N17)
Désadaptation de polarisation	-	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	-	N16)
Effets de champ proche et couplage mutuel des antennes	0,1	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	0,06	N21)
Incertitude-type composée, u_c					0,54	
Incertitude élargie, U^b ($k = 2$)					1,07	
TAM avec un CALTS: voir Figure 10 (7.4.1.2.1), $d = 10$ m, h_1 = hauteur d'antenne de l'AUC à étalonner au-dessus d'un plan de masse de référence métallique, $h_2 = h_3$ = hauteur d'antenne choisie de manière à ne pas placer l'AUC à un niveau zéro, tel que spécifié dans le Tableau B.2.						
^a Les notes numérotées apparaissent telles que mentionnées par les articles numérotés en E.2.						
^b Si les principales composantes de l'incertitude présentées dans ce tableau ne suivent pas une fonction de distribution normale, il convient d'évaluer l'incertitude élargie au moyen d'une simulation informatisée telle que la méthode de Monte-Carlo. Toutefois, ce tableau présente l'incertitude-type composée donnée par le calcul RSS, dans la mesure où certains laboratoires d'étalonnage peuvent ne pas effectuer de manière habituelle des simulations au moyen de la méthode de Monte-Carlo.						

B.4.3.2 Dédution de F_a par calcul de la moyenne de $F_a(h,p)$

F_a obtenu par calcul de la moyenne des résultats de $F_a(h,H)$ de la méthode TAM peut être évalué à partir de l'Équation (B.1) d'une manière analogue à celle suivie en B.4.2.2. Les incertitudes associées au facteur d'antenne déduit de l'Équation (B.1) sont données par les Équations (B.2) et (B.3). Un exemple de l'incertitude associée à F_a donnée par cette méthode est indiqué dans le Tableau B.6.

Tableau B.6 – Exemple de budget d'incertitude de mesure du F_a d'une antenne biconique, obtenu par la méthode TAM avec calcul de la moyenne de $F_a(h,H)$ dans la gamme de fréquences en dessous de 300 MHz

Source d'incertitude ou grandeur X_i	Valeur dB	Loi de probabilité	Diviseur	Sensibilité	u_i dB	Note ^a
Incertitude élargie dans un étalonnage d'antenne pour $F_a(h,H)$	1,07	Normale	2	1	0,54	N39)
Écart théorique par rapport au facteur F_a en espace libre	0,15	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	0,09	N40)
Incertitude-type composée, u_C					0,54	
Incertitude élargie, U ($k = 2$)					1,09	
^a Les notes numérotées apparaissent telles que mentionnées par les articles numérotés en E.2.						

B.5 Mesurage du facteur F_a des doublets accordés placés au-dessus d'un plan de masse de référence dans la gamme de fréquences comprise entre 30 MHz et 1 000 MHz

B.5.1 Généralités

En règle générale, l'étalonnage des antennes doublets accordées pour déterminer F_a peut être effectué sur un plan de masse de référence métallique, à une hauteur où le couplage mutuel avec la représentation de l'antenne dans le plan de masse de référence est faible, cet effet pouvant par conséquent être pris en compte par une contribution à l'incertitude. En dessous d'une fréquence de 80 MHz, la hauteur est supérieure à 6 m et par conséquent des hauteurs approximatives d'un multiple de $\lambda/4$ sont utilisées, auxquelles l'AF avoisine F_a ; cette approche repose sur la formation d'une représentation parfaite sur un plan de masse de référence plat de grande surface.

Les montages d'antennes pour l'étalonnage doivent être déterminés en prenant en considération le Tableau C.1 (voir C.6.1), c'est-à-dire afin de réduire au minimum le couplage mutuel avec la représentation de l'antenne, et l'Équation (41) (voir 7.4.1.2.1), c'est-à-dire afin d'éviter les champs de niveau zéro aux positions de l'antenne de réception (voir la définition du niveau zéro en 3.1.1.19). Les paragraphes B.5.2 et B.5.3 recommandent les montages d'antennes les plus pratiques; d'autres montages peuvent être utilisés lorsque l'incertitude est évaluée correctement.

L'emplacement d'étalonnage doit satisfaire aux exigences concernant le CALTS spécifiées dans la CISPR 16-1-5.

B.5.2 Mesurage de F_a par la méthode SAM

Le présent paragraphe spécifie la méthode SAM utilisant la polarisation horizontale au-dessus d'un plan de masse de référence. Il est recommandé d'utiliser les montages d'antennes spécifiés dans le Tableau B.7 qui suit le principe du Tableau C.1 (voir C.6.1), selon lequel, à certaines hauteurs, le facteur AF équivaut à F_a . Selon une autre possibilité, une AUC et une STA doivent être positionnées à une hauteur h_1 au-dessus d'un plan de masse de référence, tandis que l'antenne d'émission doit être fixée à la hauteur h_2 . L'antenne d'émission peut être une antenne biconique. Le facteur F_a d'une AUC peut être déterminé à partir des données mesurées de la tension reçue à l'aide de l'Équation (49) (voir 7.4.3.1). Le facteur $F_a(h,H)$ de la STA doit être utilisé. Un exemple d'incertitude associée pour l'étalonnage d'une antenne doublet est donné sur le Tableau B.8.

Au-delà d'une fréquence de 500 MHz, un meilleur rapport signal/bruit est obtenu en réduisant la séparation des antennes; une distance de séparation plus petite peut être mesurée avec plus de précision et de même, une surface plane du plan de masse de référence peut être

choisie plus facilement. Il est possible d'utiliser $d = 1,2$ m et $h_1 = h_2 = 1,9$ m, par exemple, pour des fréquences comprises entre 600 MHz et 1 000 MHz (ce qui donne quasiment un signal maximum avec des pas de 100 MHz).

Tableau B.7 – Montages d'antennes adaptés à la méthode SAM pour la détermination du facteur F_a des antennes doublets accordées à des fréquences spécifiques dans la gamme comprise entre 30 MHz et 1 000 MHz

Fréquence MHz	AUC h_1 tolérance $\pm 0,01 \lambda^a$ m	Antenne appariée h_2 m	Séparation des antennes ^b m
30	$4,92 \pm 0,10$	4	20
35	$4,21 \pm 0,09$	4	20
40	$3,69 \pm 0,08$	4	20
45	$3,28 \pm 0,07$	4	20
50	$2,95 \pm 0,06$	4	20
60	$2,46 \pm 0,05$	4	20
60	$2,46 \pm 0,05$	4	10
70	$2,11 \pm 0,04$	4	10
80	5,25	2	10
90	5	2	10
100	5	1,5 ou 2	10
120	4	1,5	10
125	4	1,5	10
140	4	1,5	10
150	3	1,5	10
160	3	1,5	10
175	3	1,5	10
180	3	1,5	10
200	3	1,5	10
250	2	1,5	10
300	2	1,5	10
400	2	1	10
500	2	1	10
600	1,9	1,9	1,2
700	1,9	1,9	1,2
800	1,9	1,9	1,2
900	1,9	1,9	1,2
1 000	1,9	1,9	1,2

^a Pour des fréquences de 30 MHz à 70 MHz, la hauteur est de $\lambda/2$. À une fréquence de 80 MHz, pour éviter toute hauteur de plus de 6 m, la hauteur est de $1,4\lambda$, pour laquelle l'erreur due au couplage mutuel est de $\pm 0,4$ dB. Au-delà d'une fréquence de 80 MHz, cette erreur se réduit avec la hauteur dans des longueurs d'onde au-dessus du plan de masse de référence; toutefois, si la STA est une antenne doublet accordée, cette erreur s'annule en grande partie.

^b La note de bas de tableau c du Tableau 1 (voir 4.5) stipule une distance de séparation d'au moins 2λ ; toutefois, une séparation fixe est proposée sur toute la gamme de fréquences concernée pour éviter d'avoir à déplacer trop souvent le mât. Une séparation de 10 m peut être utilisée au lieu d'une séparation de 20 m, mais le facteur AF est affecté par une erreur due au couplage mutuel entre les antennes qui, à une fréquence de 30 MHz, est de 0,25 dB, voir Figure C.5 a) (voir C.5).

Tableau B.8 – Exemple de budget d'incertitude de mesure pour le facteur F_a d'une antenne doublet accordée, obtenu par la méthode SAM, en utilisant les montages d'antennes spécifiés dans le Tableau B.7

Source d'incertitude ou grandeur X_i	Valeur dB	Loi de probabilité	Diviseur	Sensibilité	u_i dB	Note ^a
Incertitude de F_a (STA)	0,15	Normale	2	1	0,08	N25)
Désadaptation de la STA	0,06	en U	$\sqrt{2}$	1	0,04	N10)
Erreur d'orientation de la STA	-	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	-	N15)
Désadaptation de polarisation de la STA	-	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	-	N16)
Emplacement et mâts qui affectent la STA lors de l'étalonnage de l'AUC	0,3	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	0,17	N20)
Effets de champ proche et couplage mutuel des antennes	0,1	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	0,06	N21)
Composante de l'incertitude commune dans le mesurage $V_{STA} - V_{AUC}$	0,26	Normale	2	1	0,13	voir Tableau 7 (7.2.3)
Répétabilité de $V_{STA} - V_{AUC}$	0,10	Normale	2	1	0,05	N6)
Désadaptation de l'AUC	0,10	en U	$\sqrt{2}$	1	0,07	N10)
Orientation de l'AUC	-	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	-	N15)
Désadaptation de polarisation de l'AUC	-	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	-	N16)
Différence de distance entre les mesurages de STA et AUC	0,04	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	0,02	N22)
Différence de hauteur entre les mesurages de STA et AUC	0,01	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	0,01	N23)
Différence dans les positions de centre de phase	-	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	-	N17)
Différence au niveau des effets indésirables de l'imperfection de l'emplacement	0,2	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	0,12	N24)
Différence au niveau du couplage antenne-plan de masse de référence, et différence au niveau du couplage des antennes d'émission et de réception	-	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	-	
Incertitude-type composée, u_c					0,28	
Incertitude élargie, U^b ($k = 2$)					0,56	
SAM avec un emplacement CALTS: voir Figure 12 (7.4.3.1), $d = 10$ m ou 20 m, h_1 et h_2 sont choisies conformément au Tableau B.7.						
^a Les notes numérotées apparaissent telles que mentionnées par les articles numérotés en E.2.						
^b Si les principales composantes de l'incertitude présentées dans ce tableau ne suivent pas une fonction de distribution normale, il convient d'évaluer l'incertitude élargie au moyen d'une simulation informatisée telle que la méthode de Monte-Carlo. Toutefois, ce tableau présente l'incertitude-type composée donnée par le calcul RSS, dans la mesure où certains laboratoires d'étalonnage peuvent ne pas effectuer de manière habituelle des simulations au moyen de la méthode de Monte-Carlo.						

B.5.3 Mesurage de F_a par la méthode TAM

Les antennes sont alignées pour une polarisation horizontale comme cela est illustré à la Figure 10 (voir 7.4.1.2.1). Il est préférable d'utiliser deux antennes biconiques avec l'AUC doublet accordée. Les trois paires d'antennes doivent être positionnées comme cela est illustré à la Figure 10, pour les montages d'antennes énumérés dans le Tableau B.7, où les antennes appariées doivent être placées à des hauteurs h_2 et h_3 ($= h_2$). Le facteur F_a de chaque antenne peut être estimé à partir des données mesurées de la perte d'insertion à l'aide de l'Équation (39) (voir 7.4.1.2.1). Les paramètres du Tableau C.1 (voir C.6.1) peuvent également être utilisés.

Un exemple d'incertitude associée avec l'étalonnage d'une antenne doublet accordée est donné dans le Tableau B.9.

Tableau B.9 – Exemple de budget d'incertitude de mesure pour le facteur F_a d'une antenne doublet accordée, obtenu par la méthode TAM, en utilisant les montages d'antennes spécifiés dans le Tableau B.7

Source d'incertitude ou grandeur X_i	Valeur dB	Loi de probabilité	Diviseur	Sensibilité	u_i dB	Note ^a
Composante de l'incertitude commune dans le mesurage de SIL	0,26	Normale	2	$\sqrt{3}/2$	0,11	voir Tableau 7 (7.2.3)
Répétabilité de la valeur SIL	0,10	Normale	2	$\sqrt{3}/2$	0,04	N6)
Désadaptation de l'antenne d'émission	0,10	en U	$\sqrt{2}$	$\sqrt{3}/2$	0,06	N10)
Désadaptation de l'antenne de réception	0,10	en U	$\sqrt{2}$	$\sqrt{3}/2$	0,06	N10)
Perte d'insertion de l'adaptateur utilisé dans le mesurage de SIL	0,06	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	0,03	N11)
Effets de l'emplacement et des mâts	1,0	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	0,50	N20)
Erreur de séparation des antennes	0,04	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	0,02	N22)
Erreur de hauteur des antennes	0,01	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	0,01	N23)
Erreur d'orientation des antennes	-	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	-	N15)
Effets de la position du centre de phase	-	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	-	N17)
Désadaptation de polarisation	-	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	-	N16)
Effets de champ proche et couplage mutuel des antennes	0,1	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	0,06	N21)
Incertitude-type composée, u_c					0,52	
Incertitude élargie, U^b ($k = 2$)					1,05	

TAM avec un emplacement CALTS: voir Figure 10 (7.4.1.2.1), $d = 10$ m ou 20 m: h_1 , h_2 , et h_3 sont choisies conformément au Tableau B.7.

^a Les notes numérotées apparaissent telles que mentionnées par les articles numérotés en E.2.

^b Si les principales composantes de l'incertitude présentées dans ce tableau ne suivent pas une fonction de distribution normale, il convient d'évaluer l'incertitude élargie au moyen d'une simulation informatisée telle que la méthode de Monte-Carlo. Toutefois, ce tableau présente l'incertitude-type composée donnée par le calcul RSS, dans la mesure où certains laboratoires d'étalonnage peuvent ne pas effectuer de manière habituelle des simulations au moyen de la méthode de Monte-Carlo.

Annexe C (informative)

Justifications relatives aux équations utilisées dans l'étalonnage des antennes et informations pertinentes concernant les caractéristiques d'antennes pour l'analyse d'incertitude dans la gamme de fréquences comprise entre 30 MHz et 1 GHz

C.1 Généralités

La présente annexe fournit des explications succinctes concernant les justifications des équations utilisées dans les diverses méthodes d'étalonnage des antennes spécifiées dans la présente norme. Ces informations peuvent se révéler utiles pour comprendre l'applicabilité de chaque méthode et pour évaluer les incertitudes associées.

La présente annexe fournit également des informations concernant les caractéristiques types des antennes utilisées dans les mesurages de perturbations CEM rayonnées dans la gamme de fréquences comprise entre 30 MHz et 18 GHz, ces informations pouvant être pertinentes pour définir les montages d'antennes et estimer les incertitudes de mesure liées aux résultats de l'étalonnage des antennes.

C.2 Facteur d'antenne et gain d'antenne

C.2.1 Relation entre l'AF et le gain pour les antennes dans un environnement en espace libre

Une antenne se compose d'éléments rayonnants, et dans certains cas, comporte des circuits connectés tels qu'un symétriseur et un ou plusieurs atténuateurs. Lorsqu'une onde électromagnétique avec une intensité de champ électrique e en $\mu\text{V/m}$ est incidente sur une antenne à un angle ξ par rapport à son axe de visée, comme le montre la Figure C.1 a), une tension $v(\xi)$ en μV est induite sur une charge connectée Z_0 avec une constante proportionnelle Φ définie par

$$\Phi(\xi) = \left| \frac{e}{v(\xi)} \right| \text{ en m}^{-1} \quad (\text{C.1})$$

Où les directions d'incidence et de polarisation de l'onde électromagnétique sont supposées se situer dans le plan E de l'antenne. La constante Φ de l'Équation (C.1) est appelée habituellement le facteur d'antenne (AF), et est exprimée sous la forme logarithmique suivante

$$F_a(\xi) \equiv 20 \lg[\Phi(\xi)] = E - V(\xi) \text{ en dB(m}^{-1}\text{)} \quad (\text{C.2})$$

avec

$$E = 20 \lg(|e|) \text{ en dB}(\mu\text{V/m}), \text{ et } V(\xi) = 20 \lg(|v(\xi)|) \text{ en dB}(\mu\text{V}) \quad (\text{C.3})$$

L'étalonnage d'une antenne est un processus qui consiste à déterminer l'AF d'une antenne, notamment dans l'axe de visée, c'est-à-dire $F_a(\xi = 0) = 20 \lg[\Phi(\xi = 0)]$, à partir des mesurages. Pour les besoins de la présente norme, $F_a(\xi = 0)$ est désigné simplement par F_a .

Lorsque les circuits connectés sont caractérisés par une matrice de transmission ($ABCD$), telle que celle qui est représentée à la Figure C.1 b), l'AF peut être donné par

$$\Phi(\xi) = (CZ_0 + D) \frac{Z_0' + Z_a}{h_e(\xi)Z_0} \tag{C.4}$$

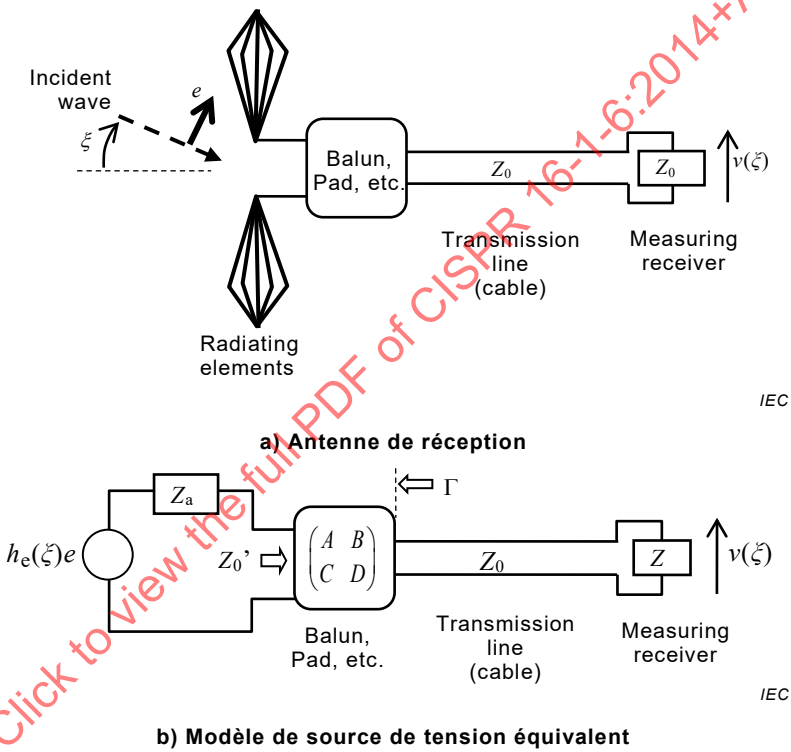
où

$h_e(\xi)$ et Z_a représentent la longueur effective et l'impédance source des éléments rayonnants selon la Figure C.1 b) et

Z_0' est l'impédance dans la direction des circuits connectés à partir des éléments rayonnants, qui est donnée par

$$Z_0' = \frac{AZ_0 + B}{CZ_0 + D} \tag{C.5}$$

L'Équation (C.4) implique que, même si les éléments rayonnants ne sont pas modifiés, l'AF varie selon le circuit connecté [c'est-à-dire Z_0' et $(CZ_0 + D)$] [64].



Légende

Anglais	Français
Incident wave	Onde incidente
Balun pad	Tampon de symétriseur
Transmission line (cable)	Ligne de transmission (câble)
Measuring receiver	Récepteur de mesure
Radiating elements	Éléments rayonnants

Figure C.1 – Modèle simplifié d'une antenne de réception

Les antennes se caractérisent traditionnellement en termes de gain absolu [14], mais l'AF est un paramètre plus adéquat lorsque le mesurande prévu est l'intensité de champ électrique pour les besoins d'évaluation CEM. L'AF est lié au *gain réalisé* qui inclut l'affaiblissement de désadaptation dans l'impédance caractéristique d'un système, généralement de 50 Ω. Pour certains laboratoires d'étalonnage, il serait pratique d'obtenir le gain réalisé à l'aide de la TAM, puis de convertir celui-ci en facteur AF (c'est-à-dire Φ en m⁻¹) en utilisant la formule suivante:

$$\Phi^2 = \frac{4\pi\eta}{\lambda^2 Z_0 g_a} \quad (\text{C.6})$$

où

g_a est la valeur absolue du gain réalisé en espace libre;

η est l'impédance intrinsèque en espace libre en Ω, c'est-à-dire près de 377 Ω;

Z_0 est l'impédance caractéristique (réelle) de la ligne de transmission d'entrée de l'antenne en Ω, habituellement 50 Ω

λ est la longueur d'onde en espace libre, en m.

Lorsque $Z_0 = 50 \Omega$, l'AF en espace libre est donné en dB(m⁻¹) par

$$F_a \equiv 20\lg(\Phi) = -29,77 + 20\lg(f_{\text{MHz}}) - G_a \quad (\text{C.7})$$

où $G_a = 10\lg(g_a)$ en dB.

Le facteur d'antenne d'une antenne calculable, telle que l'antenne doublet calculable spécifiée dans la CISPR 16-1-5, peut être déterminé par simulation numérique en utilisant la méthode des moments. Une méthode de réalisation de la simulation consiste à utiliser une onde plane incidente sur l'antenne considérée et à déduire le facteur d'antenne basé sur l'Équation (C.1) [48]. Une autre méthode consiste à simuler la méthode à deux antennes identiques, la distance de séparation des antennes dans des conditions en espace libre étant suffisante.

C.2.2 Relation entre l'AF et le gain pour les antennes monopôles sur un plan de masse de référence de grande surface

Les antennes monopôles sont conçues pour fonctionner avec leur base en contact électrique avec un plan de masse de référence "infini" (parfaitement conducteur). Dans cet environnement, F_a permet un calcul précis de l'intensité de champ électrique reçue, à partir de la tension de sortie de l'antenne. De nombreux modèles d'antennes ne sont prévus que pour la réception, le gain d'émission n'étant donc pas du tout pertinent. Lorsqu'une antenne monopôle peut être utilisée comme antenne d'émission, le gain réalisé sur un plan de masse de référence "infini" (parfaitement conducteur) [66] est donné par l'Équation (C.8).

$$G_{\text{réalisé}} = 20\lg(f_{\text{MHz}}) - 29,77 - F_a + 6 \text{ en dBi} \quad (\text{C.8})$$

Lorsque le plan de masse de référence est électriquement petit ou a une conductibilité faible, la direction du gain maximal tend à s'élever et l'Équation (C.8) ne s'applique plus. Dans ce cas, le diagramme de gain de champ lointain en hauteur dépend de la hauteur du point d'émission, et de la relation entre l'impédance d'émission et le potentiel à la terre. Lorsque les antennes monopôles sont montées sur un trépied (habituellement avec un plan de masse de référence résiduel de 0,6 m par 0,6 m, par exemple), le câble coaxial agit comme un élément d'antenne et influe sur la tension au point d'alimentation, qui est désormais élevé au-dessus du niveau du sol général.

C.3 Équations pour la perte d'insertion entre les antennes

C.3.1 Perte d'insertion d'emplacement mesurée à un emplacement d'étalonnage en espace libre

L'étalonnage d'antennes exige habituellement des mesurages de la perte d'insertion entre une paire d'antennes (i, j), comme le montre la Figure C.2. Lorsqu'une antenne d'émission est alimentée avec la puissance P par un générateur de signaux, l'intensité du champ rayonné au niveau d'une antenne de réception e et le relevé d'un récepteur de mesure V_S sont respectivement donnés par

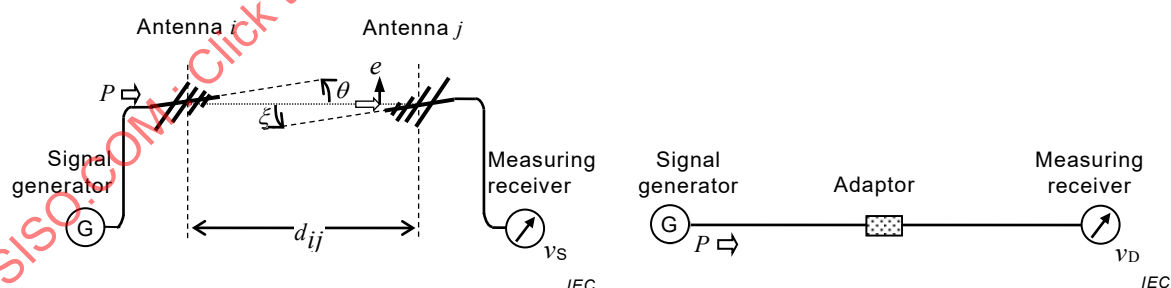
$$e(i, j) = \frac{1}{d_{ij}} \sqrt{\frac{\eta}{4\pi} g_a(i | \theta) P} \quad \text{en V/m} \quad (\text{C.9})$$

et

$$v_s(i, j) = \frac{e(i, j)}{\Phi(j | \xi)} = \frac{1}{d_{ij} \Phi(j | \xi)} \sqrt{\frac{\eta}{4\pi} g_a(i | \theta) P} \quad \text{en V} \quad (\text{C.10})$$

où

- P est la puissance d'entrée d'alimentation de l'antenne d'émission i en W;
- d_{ij} est une distance de séparation réelle en mètres entre antennes appariées (i, j);
- $g_a(i | \theta)$ est le gain réalisé de l'antenne i en direction de l'antenne de réception j et noté θ en référence à son axe de visée. Le gain réalisé est exprimé par
- $$g_a(i | \theta) \equiv g(i | \theta) \{1 - |\Gamma(i)|^2\}$$
- respectivement en termes du gain g et du coefficient de réflexion d'entrée Γ de l'antenne i ;
- $\Phi(j | \xi)$ est le facteur AF de l'antenne j (en m^{-1}) pour une onde électromagnétique provenant de la direction de l'antenne i et noté ξ en référence à son axe de visée.



a) Perte d'insertion par le biais des antennes

b) Perte d'insertion avec connexion directe

Légende

Anglais	Français
Antenna	Antenne
Signal generator	Générateur de signaux
Measuring receiver	Récepteur de mesure
Adaptor	Adaptateur

Figure C.2 – Mesurage de la perte d'insertion pour l'étalonnage d'antennes à un emplacement d'étalonnage en espace libre

Selon l'Équation (C.6), le gain réalisé de l'antenne d'émission $g_a(i|\theta)$ dans l'Équation (C.10) peut être associé à l'AF $\Phi(i|\theta)$ sous la forme:

$$g_a(i|\theta) = \frac{4\pi\eta}{\lambda^2 Z_0 [\Phi(i|\theta)]^2} \quad (C.11)$$

où

$\Phi(i|\theta)$ est le facteur AF de l'antenne i (en m^1) pour la direction de l'antenne j noté θ en référence à son axe de visée.

Lorsque les câbles d'antennes sont désolidarisés des antennes et connectés directement ensemble comme sur la Figure C.2 b), le récepteur de mesure indique la tension,

$$v_D = \sqrt{Z_0 P} \text{ en V.} \quad (C.12)$$

Les Équations (C.10) à (C.12) permettent d'obtenir la perte d'insertion L (adimensionnelle) entre les paires d'antennes (i,j) sous la forme

$$L(i,j) \equiv \frac{v_D}{v_s(i,j)} = \frac{Z_0 \lambda}{\eta} d_{ij} \Phi(i|\theta) \Phi(j|\xi) = k_a(i,j) \Phi(i) \Phi(j) \quad (C.13)$$

où

$$k_a(i,j) = \frac{Z_0 \lambda}{\eta} d_{ij} \frac{\Phi(i|\theta) \Phi(j|\xi)}{\Phi(i) \Phi(j)} \text{ en } m^2 \quad (C.14)$$

et où

$\Phi(i)$, $\Phi(j)$ sont les facteurs AF des antennes i et j en espace libre dans leurs axes de visée respectifs en m^{-1} .

La perte d'insertion donnée par l'Équation (C.13) peut être exprimée en valeurs logarithmiques sous la forme

$$A_i(i,j) \equiv 20 \lg[L(i,j)] = F_a(i) + F_a(j) + K(i,j) \text{ en dB} \quad (C.15)$$

où

$F_a(i)$, $F_a(j)$ sont les facteurs AF des antennes i et j en espace libre dans leurs axes de visée respectifs, exprimés en $dB(m^{-1})$, c'est-à-dire $F_a(i) = 20 \lg[\Phi(i)]$ et $F_a(j) = 20 \lg[\Phi(j)]$

et

$$K(i,j) \equiv 20 \lg(k_a) = 20 \lg\left(\frac{Z_0 \lambda}{\eta}\right) - 20 \lg[e_0(i,j)] \text{ en } dB(m^2) \quad (C.16)$$

Le paramètre d'intensité de champ $e_0(i,j)$ décrit ci-dessus est donné par

$$e_0(i,j) = \frac{1}{d} \frac{d}{d_{ij}} \frac{\Phi(i)}{\Phi(i|\theta)} \frac{\Phi(j)}{\Phi(j|\xi)} \quad (C.17)$$

où d représente la distance de séparation des antennes spécifiée. Lorsque les antennes sont séparées avec précision comme cela est spécifié et lorsque leurs axes de visée sont dirigés avec précision vers chaque antenne respective (c'est-à-dire $\theta = 0$, $\xi = 0$), à savoir,

$$d_{ij} = d, \quad \Phi(i|\theta) = \Phi(i), \text{ et } \Phi(j|\xi) = \Phi(j) \quad (C.18)$$

L'Équation (C.16) donne alors une expression simplifiée du coefficient $K(i,j)$ sous la forme

$$K(i,j) = 20\lg\left(\frac{Z_0\lambda}{\eta}\right) - 20\lg\left(\frac{1}{d}\right) = 20\lg\left(\frac{39,8}{f_{\text{MHz}}}\right) - 20\lg\left(\frac{1}{d}\right) \text{ en dB(m}^2\text{)} \quad (\text{C.19})$$

L'Équation (C.15) est l'équation fondamentale applicable à l'étalonnage d'antenne TAM effectué dans un environnement en espace libre, pour la gamme de fréquences au-delà de 30 MHz [voir aussi l'Équation (22) de 7.3.2]. Toutefois, dans la mesure où les montages d'antennes réels peuvent différer légèrement des conditions de l'Équation (C.18), il convient que l'évaluation de l'incertitude au moyen de l'Équation d'origine (C.17) pour $e_0(i,j)$ tienne compte des erreurs dues à de telles différences.

C.3.2 Perte d'insertion d'emplacement mesurée à un emplacement sur plan de masse de référence métallique

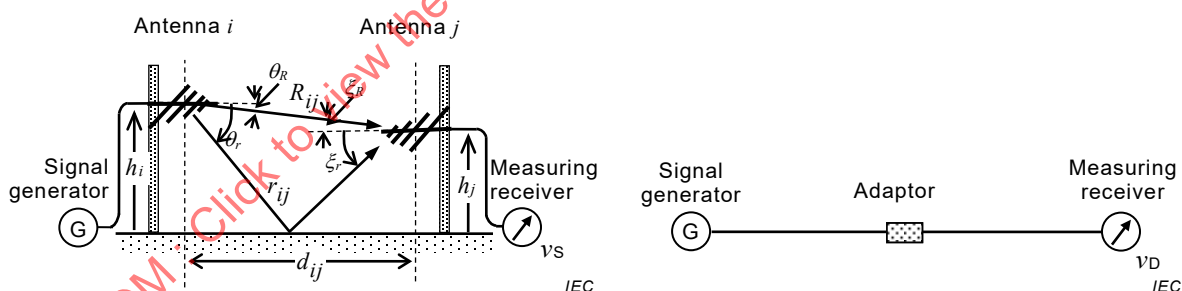
Les caractéristiques d'une antenne au-dessus d'un plan de masse de référence métallique peuvent être influencées par la présence de ce dernier, c'est-à-dire, le couplage mutuel entre l'antenne et sa représentation au sol. De ce fait, l'AF varie plus ou moins en amplitude en fonction de la hauteur d'antenne. Ce fait modifie l'Équation (C.15) et la réduit à l'expression suivante pour la SIL mesurée à un emplacement sur plan de masse de référence métallique et avec le montage représenté sur la Figure C.3:

$$A_i(i,j) = F_a(i|h_i,p) + F_a(j|h_j,p) + K(i,j|p) \text{ en dB} \quad (\text{C.20})$$

où

$F_a(i|h_i,p)$ est l'AF dépendant de la hauteur en dB(m⁻¹) de l'antenne i dans son axe de visée, où l'antenne est élevée à une hauteur h_i et orientée pour la polarisation p ;

$F_a(j|h_j,p)$ est l'AF dépendant de la hauteur en dB(m⁻¹) de l'antenne j dans son axe de visée, où l'antenne est élevée à une hauteur h_j et orientée pour la polarisation p .



a) Perte d'insertion par le biais des antennes

b) Perte d'insertion avec connexion directe

Légende

Anglais	Français
Antenna	Antenne
Signal generator	Générateur de signaux
Measuring receiver	Récepteur de mesure
Adaptor	Adaptateur

Figure C.3 – Mesurage de la perte d'insertion pour l'étalonnage d'antennes à un emplacement d'étalonnage avec plan de masse de référence métallique

Contrairement à l'Équation (C.18), le paramètre $K(i, j | p)$ qui tient compte des effets de réflexion sur le sol est donné par

$$K(i, j | p) = 20 \lg \left(\frac{39,8}{f_{\text{MHz}}} \right) - 20 \lg [e_0(i, j | p)] \text{ en dB(m}^2\text{)} \quad (\text{C.21})$$

avec le paramètre d'intensité de champ donné par

$$e_0(i, j | p) = \left| \frac{\Phi(i | h_i, p) \Phi(j | h_j, p)}{\Phi(i | \theta_R, h_i, p) \Phi(j | \xi_R, h_j, p)} \times \left[\frac{e^{-j\beta R_{ij}}}{R_{ij}} + \rho_p \frac{e^{-j\beta r_{ij}}}{r_{ij}} \frac{\Phi(i | \theta_R, h_i, p) \Phi(j | \xi_R, h_j, p)}{\Phi(i | \theta_r, h_i, p) \Phi(j | \xi_r, h_j, p)} \right] \right| \quad (\text{C.22})$$

en m^{-1} ,

où

$\Phi(i | \theta, h_i, p)$ est l'AF dépendant de la hauteur en m^{-1} de l'antenne i dans la direction θ par rapport à son axe de visée, où l'antenne est élevée à une hauteur h_i et orientée pour la polarisation p ;

$\Phi(j | \xi, h_j, p)$ est l'AF dépendant de la hauteur en m^{-1} de l'antenne j dans la direction ξ par rapport à son axe de visée, où l'antenne est élevée à une hauteur h_j et orientée pour la polarisation p ;

θ_R, θ_r désignent les directions des ondes directes et réfléchies sur le sol rayonnées par l'antenne i en référence à son axe de visée, respectivement;

ξ_R, ξ_r désignent les directions des ondes directes et réfléchies sur le sol incidentes sur l'antenne j en référence à son axe de visée, respectivement;

R_{ij}, r_{ij} sont les distances de propagation des ondes directes et des ondes réfléchies sur le sol dans les montages d'antennes réels,

c'est-à-dire $R_{ij} = \sqrt{d_{ij}^2 + (h_j - h_i)^2}$ et $r_{ij} = \sqrt{d_{ij}^2 + (h_j + h_i)^2}$

β est le nombre d'ondes angulaires, $2\pi/\lambda$;

ρ_p est le coefficient de réflexion d'un plan de masse de référence métallique pour la polarisation p (–1 pour la polarisation horizontale, et +1 pour la polarisation verticale).

Si les antennes appariées ont des diagrammes de rayonnement à grande largeur de faisceau qui peuvent couvrir les ondes directes et les ondes réfléchies sur le sol avec les facteurs AF de leurs axes de visée respectifs, c'est-à-dire,

$$\begin{aligned} \Phi(i | \theta_R, h_i, p) &\cong \Phi(i | \theta_r, h_i, p) \cong \Phi(i | h_i, p) \text{ et} \\ \Phi(j | \xi_R, h_j, p) &\cong \Phi(j | \xi_r, h_j, p) \cong \Phi(j | h_j, p) \end{aligned} \quad (\text{C.23})$$

le paramètre de l'intensité de champ $e_0(i, j | p)$ dans l'Équation (C.21) peut être exprimé sous la forme

$$e_0(i, j | p) = \left| \frac{e^{-j\beta R_{ij}}}{R_{ij}} + \rho_p \frac{e^{-j\beta r_{ij}}}{r_{ij}} \right| \text{ en m}^{-1} \quad (\text{C.24})$$

L'Équation (C.20) est l'équation fondamentale applicable aux méthodes TAM et SSM exécutées sur un emplacement d'étalonnage avec un plan de masse de référence métallique, pour la gamme de fréquences au-delà de 30 MHz. Toutefois, dans la mesure où les montages d'antennes réels peuvent différer légèrement des valeurs spécifiées, il convient que l'évaluation de l'incertitude au moyen de l'Équation d'origine (C.22) pour $e_0(i, j | p)$ tienne compte des erreurs dues à de telles différences.

C.3.3 Affaiblissement de l'emplacement mesuré avec un emplacement sur plan de masse de référence métallique

De manière similaire à la méthode TAM, la méthode SSM exige des mesurages de l'affaiblissement de l'emplacement pour trois paires d'antennes, où une antenne est placée à une hauteur de 2 m au-dessus d'un plan de masse de référence métallique, l'autre antenne faisant l'objet d'un balayage en hauteur entre 1 m et 4 m [13]. Les antennes sont à polarisation horizontale et séparées d'une distance de 10 m. La méthode SSM suppose que l'affaiblissement de l'emplacement mesuré pour une paire d'antennes (i, j) peut être exprimé sous la forme suivante [61]:

$$A_s(i, j) = F_a(i) + F_a(j) + K_{SSM} \text{ en dB} \quad (\text{C.25})$$

où $F_a(i)$ et $F_a(j)$ sont les facteurs AF des antennes i et j dans leurs axes de visée, respectivement, et

$$K_{SSM} = 20 \lg \left(\frac{39,8}{f_{\text{MHz}}} \right) - 20 \lg [e_0(i, j)]_{\text{max}} \text{ en dB(m}^2\text{)} \quad (\text{C.26})$$

avec

$$e_0(i, j)_{\text{max}} = \left\| \frac{e^{-j\beta R_{ij}}}{R_{ij}} - \frac{e^{-j\beta r_{ij}}}{r_{ij}} \right\|_{\text{max}} \text{ en m}^{-1} \quad (\text{C.27})$$

et où $\dots]_{\text{max}}$ représente la valeur absolue maximale atteinte dans la plage de balayage en hauteur spécifiée.

Ces hypothèses sont valables pour les antennes doublets infinitésimales, mais non appropriées pour diverses antennes CEM utilisées dans la gamme de fréquences comprise entre 30 MHz et 1 000 MHz, étant donné que celles-ci peuvent avoir des facteurs AF dépendants de la hauteur et de la directivité. Par exemple, les antennes biconiques et les antennes doublets accordées ont des diagrammes de rayonnement uniformes dans le plan H (c'est-à-dire le plan vertical pour les antennes à polarisation horizontale), mais l'amplitude de leurs facteurs AF peut toutefois changer avec la hauteur d'antenne à des fréquences inférieures à 300 MHz. Pour ces antennes, une expression rigoureuse pour le SA est déduite des Équations (C.20) à (C.22) sous la forme

$$A_s(i, j) = A_i(i, j)_{\text{min}} = 20 \lg \left(\frac{39,8}{f_{\text{MHz}}} \right) + F_a(i | h_i, H) + F_a(j | h_j, H) - 20 \lg \left\| \frac{e^{-j\beta R_{ij}}}{R_{ij}} - \frac{e^{-j\beta r_{ij}}}{r_{ij}} \right\|_{\text{max}} \quad (\text{C.28})$$

La comparaison entre cette formule précise et l'Équation (C.25), indique que la méthode SSM peut générer des facteurs AF pour les antennes biconiques et doublets avec des incertitudes importantes, notamment dans la gamme de fréquences où les AF peuvent varier de manière importante avec la hauteur d'antenne.

Par opposition, l'AF d'une antenne LPDA utilisée dans la gamme de fréquences au-delà de 300 MHz est supposé être indépendant de la hauteur d'antenne au-dessus de 1 m, mais il varie en amplitude avec la direction d'une onde incidente. Pour ce type d'antenne, une expression rigoureuse pour le SA est déduite des Équations (C.20) à (C.22) sous la forme

$$A_s(i, j) = A_i(i, j)_{\min} = F_a(i) + F_a(j) + 20 \lg \left(\frac{39,8}{f_{\text{MHz}}} \right) - 20 \lg \left\{ \left| \frac{\Phi(i | h_i, p) \Phi(j | h_j, p)}{\Phi(i | \theta_R, h_i, p) \Phi(j | \xi_R, h_j, p)} \right| \times \left| \frac{e^{-j\beta R_{ij}}}{R_{ij}} + \rho_p \frac{e^{-j\beta r_{ij}}}{r_{ij}} \frac{\Phi(i | \theta_R, h_i, p) \Phi(j | \xi_R, h_j, p)}{\Phi(i | \theta_r, h_i, p) \Phi(j | \xi_r, h_j, p)} \right| \right\}_{\max} \quad (\text{C.29})$$

La comparaison entre cette formule détaillée et les Équations (C.25) à (C.28) indique que la méthode SSM peut donner des facteurs AF des antennes LPDA avec des incertitudes importantes, en raison des variations angulaires des facteurs d'antenne.

Des explications détaillées des incertitudes associées à la SSM sont données en A.5.

NOTE Plutôt que e_0 de l'Équation (C.27), la référence [13] définit E_D qui est l'intensité de champ électrique en $\mu\text{V/m}$ rayonnée par une antenne doublet $\lambda/2$ ($g_a = 1,64$) avec $P_t = 1 \text{ pW}$. En conséquence, $E_D(i, j | H) = \sqrt{49,2} e_0(i, j | H)$ avec un emplacement sur plan de masse de référence métallique. Dans ce cas, l'Équation (C.26) est réécrite sous la forme

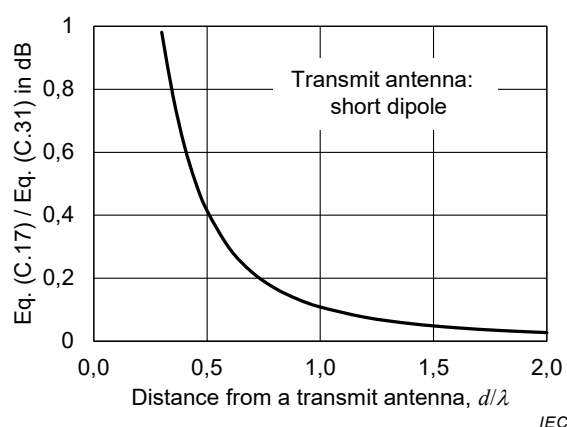
$$K_{\text{SSM}} = 20 \lg \left(\frac{39,8 \sqrt{49,2}}{f_{\text{MHz}}} \right) - 20 \lg [E_D(i, j | H)] = 48,9 - 20 \lg(f_{\text{MHz}}) - 20 \lg [E_D(i, j | H)] \quad (\text{C.30})$$

C.4 Contribution à l'incertitude due aux effets de champ proche

L'intensité de champ électrique réelle dans la région de champ proche d'une antenne d'émission est plus complexe que celle exprimée par l'Équation (C.17) (voir C.3.1). Par exemple, une antenne doublet de petites dimensions rayonne une onde électromagnétique dont l'intensité de champ est donnée par l'expression

$$e_0(i, j) = \frac{1}{d_{ij}} \left| 1 - \frac{j}{\beta d_{ij}} - \frac{1}{\beta^2 d_{ij}^2} \right| \text{ en m}^{-1} \quad (\text{C.31})$$

dans l'axe de visée [27]. L'écart de l'Équation (C.17) par rapport à l'équation rigoureuse (C.31) fait l'objet d'un tracé sous forme de rapport à la Figure C.4 pour des distances dans la région de champ proche. La Figure C.4 montre que l'Équation (C.17) peut surestimer l'intensité de champ réelle de plus de 0,1 dB pour une distance d_{ij} inférieure à λ . En conséquence, les Équations (C.15) et (C.20) peuvent générer des facteurs d'antenne erronés lorsqu'une antenne de réception est placée dans la région de champ proche. Afin de réduire les incertitudes relatives à e_0 , il convient d'effectuer l'étalonnage des antennes à une distance de séparation d_{ij} supérieure à une longueur d'onde.



Légende

Anglais	Français
In dB	En dB
Transmit antenna: short dipole	Antenne d'émission: doublet de petites dimensions
Distance from a transmit antenna	Distance par rapport à une antenne d'émission

Figure C.4 – Comparaison de l'intensité de champ donnée par l'Équation (C.17) avec celle de la région de champ proche donnée par l'Équation (C.31)

Dans l'étalonnage d'une antenne d'ouverture, telle qu'une antenne cornet, un autre critère est généralement appliqué afin de satisfaire à la condition de champ lointain:

$$d_{ij} > \frac{2D^2}{\lambda} \text{ en m,} \quad (\text{C.32})$$

où D représente la dimension la plus grande en mètres de l'ouverture rayonnante d'une AUC. Toutefois, pour les cornets à large bande et à des fréquences plus élevées, D peut être effectivement réduite à partir de la dimension structurale de l'ouverture, étant donné que le rayonnement de l'antenne s'effectue à partir d'une plus petite surface d'ouverture. La partie droite de l'Équation (C.32) est appelée distance de champ lointain, ou distance de Rayleigh, c'est-à-dire la distance de limitation d'une erreur au niveau du gain mesuré de l'AUC à environ 0,25 dB, lorsque la structure des antennes d'émission et de réception est identique. Afin de réduire l'erreur à moins de 0,1 dB, il convient que la distance soit augmentée à $\geq 4D^2/\lambda$.

Les effets de champ proche susmentionnés constituent des sources essentielles de l'incertitude dans l'étalonnage des antennes. Toutefois, il convient de prendre en considération cette composante de l'incertitude avec d'autres contributions à l'incertitude dues au couplage de proximité des antennes et à la variation à la hauteur des facteurs AF décrits dans les paragraphes suivants, ainsi que la non-uniformité du champ incident, étant donné que ces effets sont aussi perceptibles dans la région de champ proche.

C.5 Contribution à l'incertitude due au couplage de proximité des antennes

Le présent paragraphe décrit les effets de champ proche dus: 1) à la variation de l'intensité de champ dans le champ proche et 2) au couplage (mutuel) de proximité des antennes qui influe sur l'impédance de chaque antenne. Le couplage de proximité entre les antennes d'émission et de réception peut modifier légèrement l'impédance d'antenne Z_a des deux antennes. Lorsque la distance de séparation des antennes n'est pas suffisante, l'AF de chaque antenne peut être affecté par la présence de l'autre antenne [63].

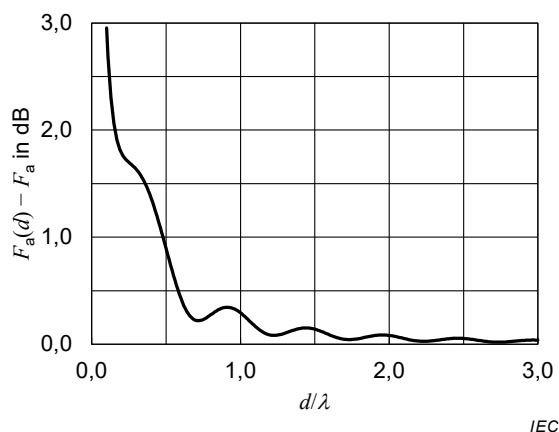
La Figure C.5 montre les calculs théoriques des effets du couplage de proximité sur le facteur AF donnée par la méthode à deux antennes (qui donne le même résultat que la méthode TAM

lorsque les antennes d'émission et de réception sont identiques) mise en oeuvre dans un environnement en espace libre. L'impédance de charge effective (définie en C.2) est $Z_0' = 50 \Omega$ pour toutes les antennes prises en compte en Figure C.5. La Figure C.5, montre clairement que l'AF est différent de sa valeur en espace libre, F_a , avec la réduction de la distance de séparation. Les deux éléments contributeurs à l'écart de l'AF présenté en Figure C.5 sont le couplage de proximité entre deux antennes affectant l'impédance d'antenne et la variation de l'intensité de champ en champ proche, c'est-à-dire décrite en C.4. L'effet dominant est le champ proche, toutefois l'équation utilisée pour le calcul de $F_a(d)$ suppose une relation de l'intensité de champ inversement proportionnelle à la distance de séparation.

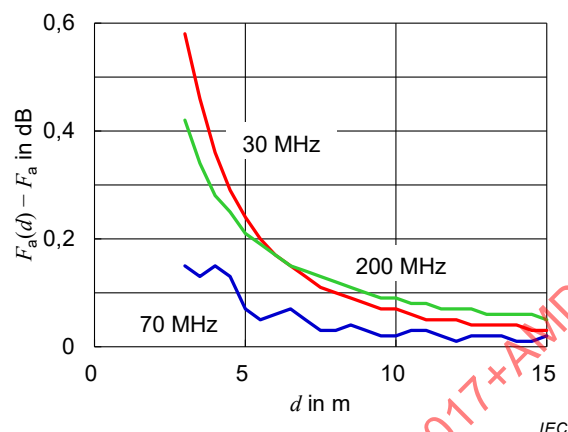
Le critère relatif à la distance de séparation des antennes dépend de l'incertitude cible obtenue par l'étalonnage des antennes. Bien que la Figure C.5 ait été calculée pour la méthode à deux antennes en espace libre, elle donne une idée générale de la distance de séparation minimale d_0 exigée pour les méthodes TAM et SAM afin d'obtenir F_a avec une erreur de couplage de proximité de moins de $\pm 0,2$ dB.

La Figure C.5 d) ne se rapporte pas au couplage de proximité, mais plutôt à l'erreur propre à l'AF lorsque les positions du centre de phase de la LPDA sont corrigées selon l'Équation (55) (voir 7.5.2.2). La simulation est propre à celle d'une antenne LPDA conçue pour couvrir la gamme de fréquences comprise entre 250 MHz et 1 GHz. La simulation suppose que la distance de séparation est mesurée à partir du centre mécanique de l'antenne, c'est-à-dire à une distance de 0,21 m en aval du sommet. L'erreur est de moins de 0,07 dB pour une séparation de 3 m entre les centres des antennes. Cette erreur réduite se produit parce que l'Équation (55) donne uniquement une valeur approchée du centre de phase à chaque fréquence.

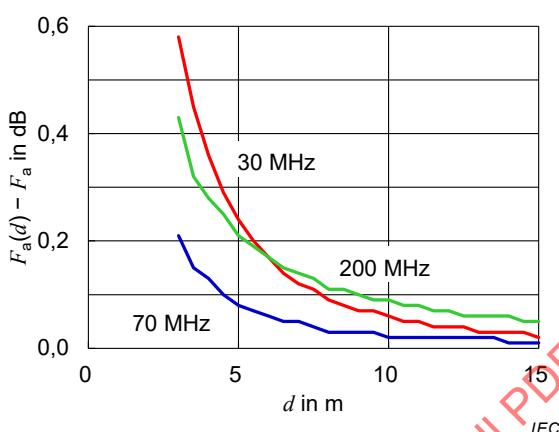
La méthode SSM a été développée à l'origine en ne tenant pas compte de l'effet de couplage de proximité des antennes. L'effet de la réflexion sur le plan de masse de référence peut être quantifié au moyen de la simulation informatisée [19].



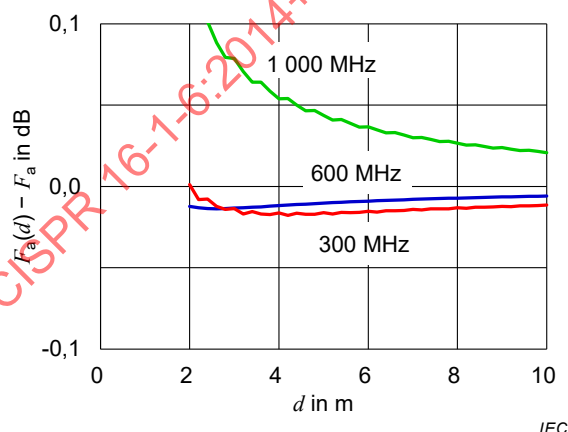
a) Antenne doublet demi-bande accordée
($Z_0 = 50 \Omega$)



b) Antenne biconique ($Z_0 = 50 \Omega$)



c) Antenne biconique ($Z_0 = 200 \Omega$)



d) Antenne LPDA ($Z_0 = 50 \Omega$)

Légende

Anglais	Français
In dB	In dB
In m	En m

Les sous-figures a), b) et c) montrent l'écart théorique de l'AF par rapport à la valeur en espace libre F_a en raison des effets du couplage de proximité. La sous-figure d) montre l'écart dû à des erreurs de position de centre de phase, au moyen de l'Équation (55) (voir 7.5.2.2); d est la distance entre les points milieux de l'antenne, qui est de 21 cm après la pointe; $l_{\min} = 0,067$ m, $l_{\max} = 0,532$ m; $d_{\min} = 0,022$ m, $d_{\max} = 0,398$ m.

Figure C.5 – Calculs théoriques des effets du couplage de proximité sur le facteur AF obtenu par la méthode TAM (conditions en espace libre)

C.6 Contribution à l'incertitude due à la réflexion sur le plan de masse de référence

C.6.1 Couplage avec la représentation sur le plan de masse de référence

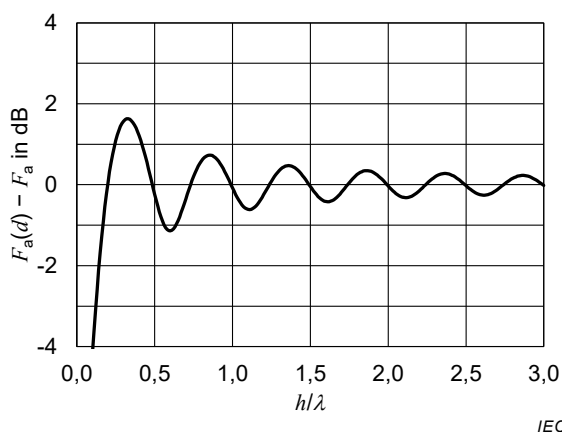
Outre le couplage de proximité des antennes, les caractéristiques des antennes sont influencées par les réflexions des objets proches, notamment celles d'un plan de masse de référence métallique. Cette influence est due au couplage mutuel entre l'antenne et sa représentation sur le plan de masse de référence, entraînant une dépendance à la hauteur du facteur d'antenne.

Les exemples de variation du facteur AF en fonction de la hauteur analysée de manière théorique sont illustrés à la Figure C.6, où l'on observe un écart important de l'AF par rapport à sa valeur en espace libre, F_a au voisinage du plan de masse de référence [48], [50], [63].

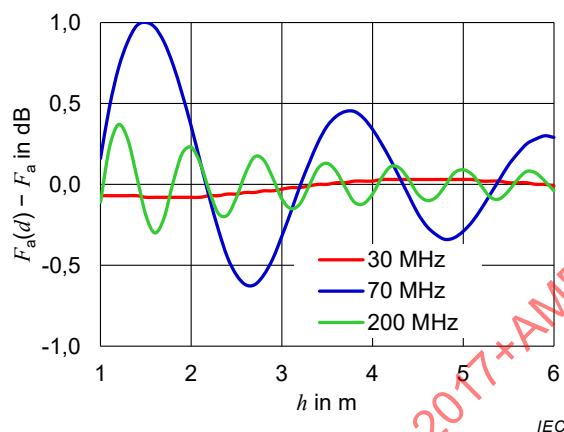
La variation de l'AF en fonction de la hauteur d'une antenne biconique fait l'objet d'un tracé à la Figure C.7 avec un symétriseur de 50 Ω , et d'un tracé à la Figure C.9 pour un symétriseur de 200 Ω . La traverse des éléments biconiques pointe le long de l'axe entre les antennes à polarisation horizontale, démontrant le régime transitoire des facteurs AF à une fréquence de 224 MHz; ce régime est réduit lorsque les traverses sont orientées verticalement. Ceci renforce toutefois la sensibilité de l'AF à la déformation du diagramme de rayonnement (voir aussi A.4.3). Ces tracés ont été calculés à l'aide d'un ensemble NEC [52] qui comprend un modèle d'antenne biconique, mais tout autre modèle d'antenne métallique peut toutefois s'y substituer. Comme le montre la Figure C.8, l'écart de $F_a(h)$ par rapport à F_a peut être supérieur à 1 dB et diminue d'une façon asymptotique avec l'augmentation de la hauteur d'antenne.

L'AF d'un doublet accordé et d'une antenne biconique avoisine ses valeurs en espace libre à des hauteurs d'antenne multiples, comme le montre la Figure C.6; de même, le Tableau C.1 indique des plages de hauteur multiples pour une erreur ne dépassant pas 0,3 dB. Le facteur d'antenne se rapproche de sa valeur en espace libre avec une période de presque $\lambda/2$. Il convient de choisir une des plages pour l'étalonnage d'antenne. Les hauteurs pratiques en dessous de 6 m, utilisant le milieu de la plage de hauteurs sont indiquées dans le Tableau B.7 (voir B.5.2), qui montre aussi la distance de séparation des antennes et la hauteur de l'antenne appariée permettant d'éviter un niveau zéro du signal.

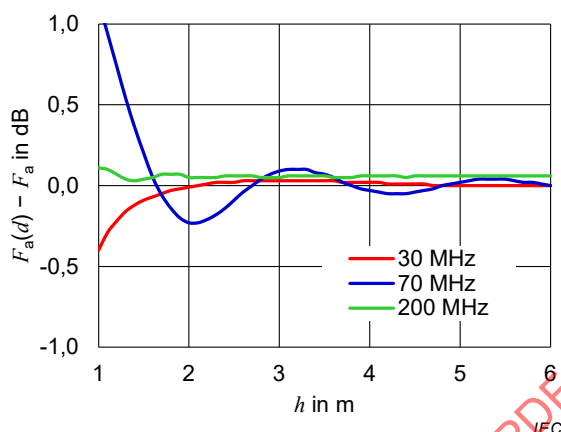
Sur la base de la Figure C.6, il convient d'évaluer l'effet de la variation en hauteur du facteur AF dans le cadre d'une analyse d'incertitude de l'étalonnage d'antenne TAM ou SAM, effectuée dans la gamme de fréquences en dessous de 300 MHz, où les antennes sont alignées en vue d'une polarisation horizontale au-dessus d'un plan de masse de référence métallique. Il est également noté que l'étalonnage d'antenne SSM a été développé à l'origine en ne tenant pas compte de la dépendance à la hauteur de l'AF [62].



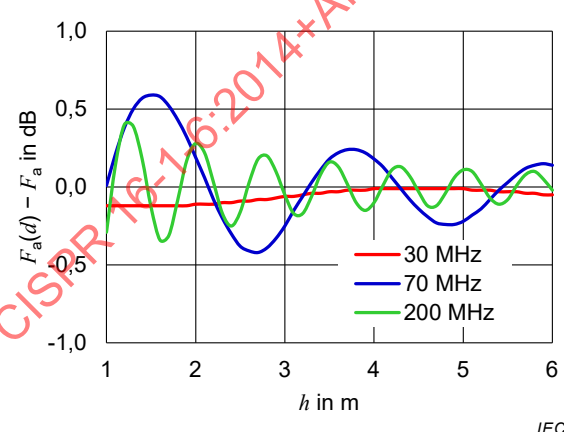
a) Antenne doublet demi-onde accordée ($Z'_0 = 50 \Omega$; polarisation horizontale)



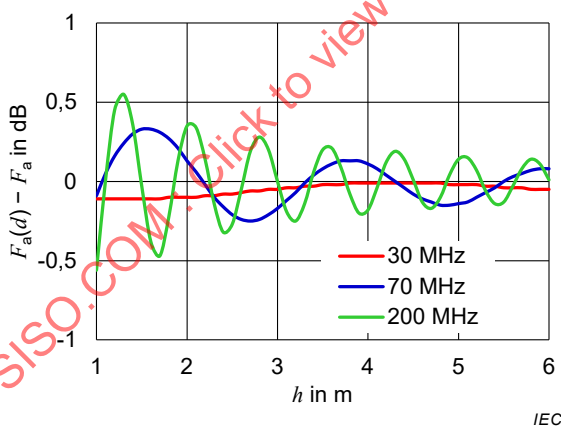
b) Antenne biconique ($Z'_0 = 50 \Omega$; polarisation horizontale)



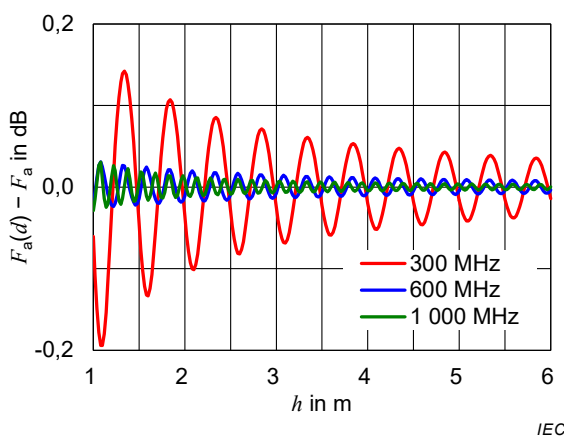
c) Antenne biconique ($Z'_0 = 50 \Omega$; polarisation verticale)



d) Antenne biconique ($Z'_0 = 100 \Omega$; polarisation verticale)



e) Antenne biconique ($Z'_0 = 200 \Omega$, polarisation horizontale)

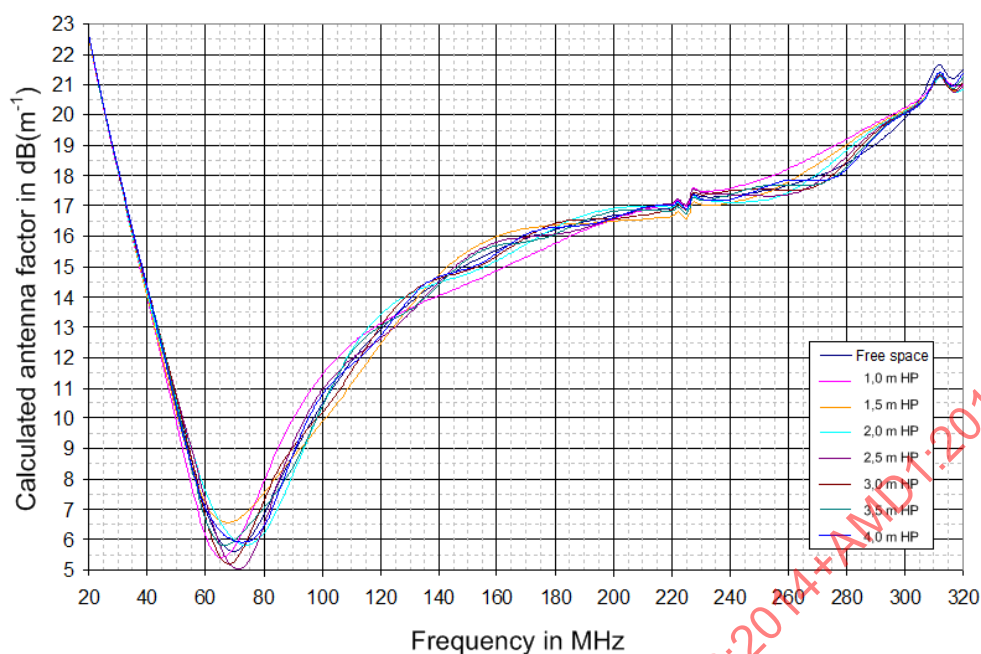


f) Antenne LPDA ($Z'_0 = 50 \Omega$, polarisation horizontale)

Légende

Anglais	Français
In dB	En dB
In m	En m

Figure C.6 – Écart de l'AF par rapport à la valeur en espace libre F_a dû au couplage mutuel avec la représentation dans un plan de masse de référence métallique (résultats théoriques)

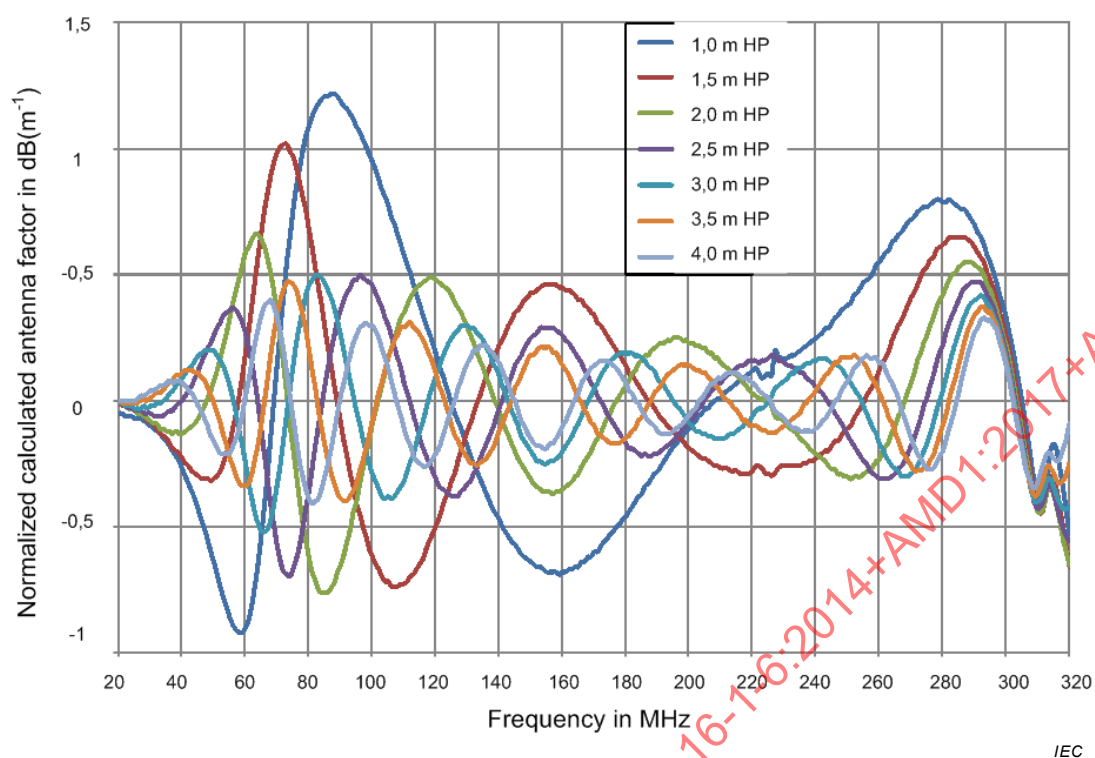


IEC

Légende

Anglais	Français
Calculated antenna factor in	Facteur d'antenne calculé en
Free space	Espace libre
Frequency in MHz	Fréquence en MHz

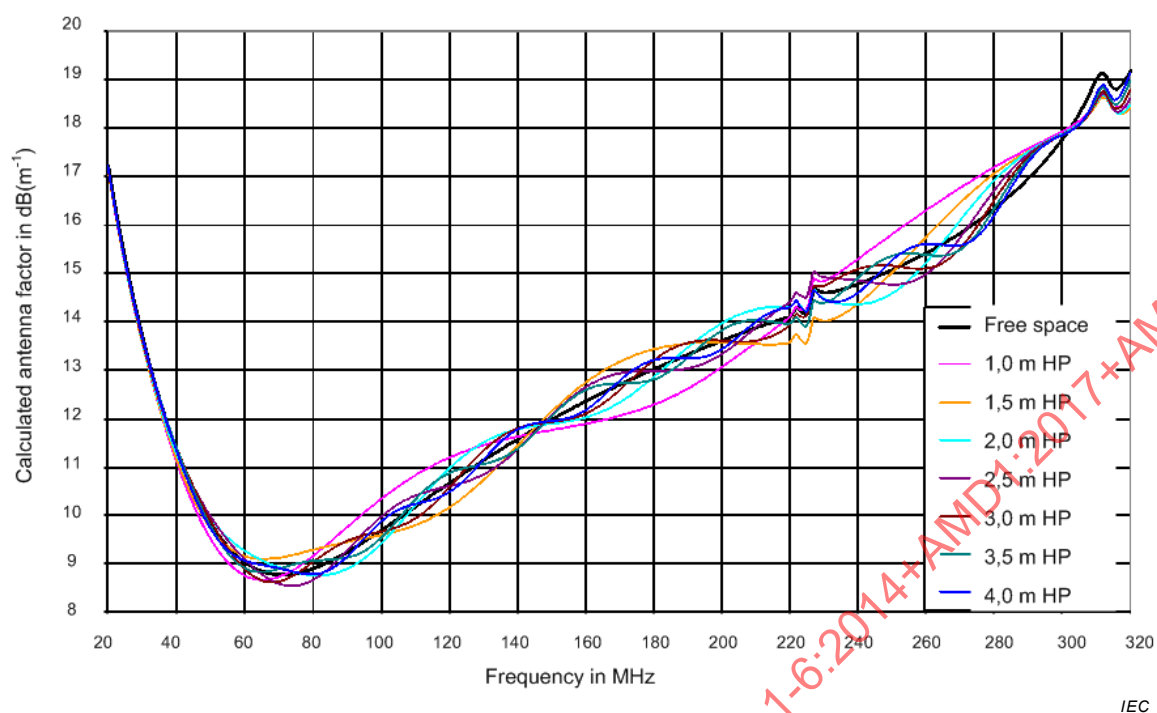
Figure C.7 – Variation de $F_a(h,H)$ d'une antenne biconique avec un symétriseur de 50 Ω , et une gamme de fréquences comprise entre 30 MHz et 320 MHz à des hauteurs avec une distance de séparation de 0,5 m au-dessus d'un plan de masse de référence compris entre 1 m et 4 m



Légende

Anglais	Français
Normalized calculated antenna factor in	Facteur d'antenne calculé normalisé en
Frequency in MHz	Fréquence en MHz

Figure C.8 – AF de la Figure C.7 normalisé à l'AF en espace libre



Légende

Anglais	Français
Calculated antenna factor in	Facteur d'antenne calculé en
Free space	Espace libre
Frequency in MHz	Fréquence en MHz

Figure C.9 – Variation de $F_a(h, H)$ d'une antenne biconique avec un symétriseur de 200 Ω , et une gamme de fréquences comprise entre 30 MHz et 320 MHz à des hauteurs avec une distance de séparation de 0,5 m au-dessus d'un plan de masse de référence compris entre 1 m et 4 m

Tableau C.1 – Exemples de plage de hauteurs d'antenne h pour une polarisation horizontale dans le cas d'une erreur $\leq 0,3$ dB

Type d'antenne (polarisation H)	Plage de hauteurs d'antenne en m produisant une erreur due à l'effet de représentation de ≤ 0,3 dB (voir Figure C.6)	Dans le cas où h_i se situe en dessous de la hauteur minimale
Doublet accordé demi-onde	pour $50 \Omega \leq Z_0' < 100 \Omega$ $(143 / f_{\text{MHz}}) \leq h \leq (152 / f_{\text{MHz}});$ $(213 / f_{\text{MHz}}) \leq h \leq (226 / f_{\text{MHz}});$ $(286 / f_{\text{MHz}}) \leq h \leq (309 / f_{\text{MHz}});$ $(358 / f_{\text{MHz}}) \leq h \leq (388 / f_{\text{MHz}});$ $(432 / f_{\text{MHz}}) \leq h \leq (468 / f_{\text{MHz}});$ $(508 / f_{\text{MHz}}) \leq h \leq (550 / f_{\text{MHz}});$ $h \geq (550 / f_{\text{MHz}});$ pour $(100 \Omega \leq Z_0' < 200 \Omega)$ utiliser des plages de hauteur pour $(50 \Omega \leq Z_0' < 100 \Omega)$ et $h \geq 372 / f_{\text{MHz}}$ pour $Z_0' \geq 200 \Omega$ utiliser des plages de hauteur pour $(50 \Omega \leq Z_0' < 100 \Omega)$ et $h \geq (219 / f_{\text{MHz}})$	Il convient d'évaluer l'incertitude pour le montage d'antennes réel par référence de la Figure C.6 à la Figure C.9. Afin d'améliorer l'incertitude, l'effet de la représentation peut être réduit en utilisant une hauteur élevée ou un matériau absorbant (voir 9.3.3); ou en utilisant la VP (voir 9.3).
Biconiques	Pour $(Z_0' < 100 \Omega)$ $h \geq 2,6$, pour $(30 \text{ MHz} \leq f < 60 \text{ MHz});$ $\{(230 / f_{\text{MHz}}) - 0,1\} \leq h \leq \{(230 / f_{\text{MHz}}) + 0,1\}$, pour $(60 \text{ MHz} \leq f < 75 \text{ MHz});$ $\{(290 / f_{\text{MHz}}) - 0,1\} \leq h \leq \{(290 / f_{\text{MHz}}) + 0,1\}$, pour $(75 \text{ MHz} \leq f < 95 \text{ MHz});$ $h \geq (370 / f_{\text{MHz}})$, pour $(f \geq 95 \text{ MHz});$ pour $(Z_0' \geq 100 \Omega)$ $h \geq 2,8$, pour $(30 \text{ MHz} \leq f \leq 250 \text{ MHz}).$	
LPDA	$h \geq 1,0$ ($f \geq 200 \text{ MHz}).$	
Hybrides	Identique à celle des antennes biconiques pour $(30 \text{ MHz} \leq f \leq 240 \text{ MHz});$ identique à celle des antennes LPDA pour $(f > 140 \text{ MHz}).$	
NOTE f_{MHz} est la fréquence en MHz, h est la hauteur en m et Z_0' est l'impédance de charge effective décrite en C.2.		

C.6.2 Facteurs de correction $\Delta F_{a,\text{SSM}}$ pour le facteur F_a d'une antenne biconique

Le 8.4.3 décrit l'utilisation des facteurs de correction $\Delta F_{a,\text{SSM}}$ qui permettent de convertir l'AF mesuré par la méthode SSM en facteur F_a . Le logiciel CAP2010 [52] a permis de calculer le facteur $\Delta F_{a,\text{SSM}}$ du Tableau C.2. Le logiciel comprend le modèle NEC des éléments d'antenne biconique effectivement utilisés. Tout autre modèle d'antenne métallique peut être remplacé. Le calcul de $\Delta F_{a,\text{SSM}}$ exige le même modèle pour les deux antennes.

La disposition de l'antenne biconique est illustrée à la Figure C.10, avec la présence des fils numérotés dont les longueurs sont énumérées dans le Tableau C.3. Chaque moitié d'une antenne biconique est constituée de six sections triangulaires de ce type, une seule de ces sections comportant la traverse, c'est-à-dire le numéro de fil 5. L'angle entre chaque fil courbé et le fil central est de 30° et l'angle à chaque courbure est de 90° ; par conséquent, la structure complète de chaque cône peut être définie par la dimension de longueur de cône unique l . Pour le modèle NEC du Tableau C.2, $l = 0,6$ m, des fils supplémentaires représentaient les prises collectives à chaque extrémité de la "cage" métallique; le facteur AF

prévu par le modèle NEC correspondait au facteur AF mesuré de l'antenne physique à 0,3 dB près.

Tableau C.2 – Facteurs de correction $\Delta F_{a,SSM}$ qui permettent de convertir l'AF mesuré par la méthode SSM en facteur F_a

Fréquence MHz	Symétriseur de 50 Ω dB	Symétriseur de 200 Ω dB	Fréquence MHz	Symétriseur de 50 Ω dB	Symétriseur de 200 Ω dB
30	0,12	0,14	170	–0,09	–0,28
35	0,09	0,10	175	–0,04	–0,23
40	0,05	0,07	180	0,04	–0,18
45	0,02	0,05	185	0,08	–0,09
50	0,00	0,05	190	0,12	–0,04
55	0,10	0,10	195	0,14	0,05
60	0,32	0,17	200	0,14	0,07
65	0,53	0,21	205	0,14	0,09
70	0,34	0,16	210	0,11	0,09
75	–0,09	0,05	215	0,09	0,04
80	–0,50	–0,11	220	0,08	0,00
85	–0,52	–0,21	225	0,02	–0,10
90	–0,43	–0,23	230	–0,03	–0,21
95	–0,29	–0,22	235	–0,08	–0,29
100	–0,12	–0,19	240	–0,10	–0,37
105	0,02	–0,12	245	–0,17	–0,44
110	0,12	–0,05	250	–0,22	–0,44
115	0,19	0,03	255	–0,20	–0,34
120	0,20	0,10	260	–0,16	–0,29
125	0,16	0,13	265	–0,15	–0,21
130	0,12	0,13	270	–0,06	–0,03
135	–0,04	0,11	275	0,06	0,09
140	–0,04	0,05	280	0,13	0,08
145	–0,11	–0,03	285	0,14	0,10
150	–0,16	–0,10	290	0,14	0,10
155	–0,20	–0,19	295	0,10	0,10
160	–0,18	–0,24	300	0,08	–0,04
165	–0,16	–0,27			

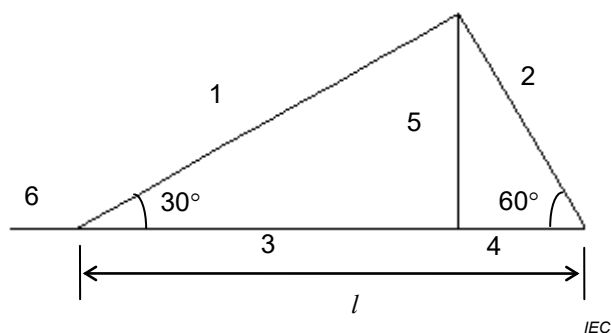


Figure C.10 – Diagramme d'une section triangulaire d'élément d'antenne biconique

Tableau C.3 – Dimensions mécaniques pour l'antenne biconique [52]

N° de fil	Nombre total de segments	Longueur totale m
1	10	$0,52 \left(l\sqrt{3}/2 \right)$
2	5	$0,30 \left(l/2 \right)$
3	8	$0,44 \left(3l/4 \right)$
4	3	$0,15 \left(l/4 \right)$
5	5	$0,25 \left(l\sqrt{3}/4 \right)$
6	3	0,097 5

C.7 Contribution à l'incertitude due au diagramme de rayonnement des antennes

C.7.1 Généralités

Les Équations (C.17) et (C.22), (C.3.1, C.3.2) comportent les effets de variation dans le diagramme de rayonnement des antennes en termes de $\Phi(i|\theta)$, $\Phi(j|\xi)$, ainsi que d'autres paramètres. Des exemples de diagrammes mesurés sont tracés à la Figure C.11, la Figure C.12 et la Figure C.13 pour chaque type d'antenne utilisé dans la gamme de fréquences comprise entre 30 MHz et 1 000 MHz. Lorsque les antennes ne sont pas correctement orientées pendant l'étalonnage, l'incertitude augmente en raison de la variation du diagramme de rayonnement des antennes. Il convient d'évaluer cette variation pour chaque type d'antenne, la Figure C.11, la Figure C.12 et la Figure C.13 pouvant être utilisées comme des exemples de diagrammes de rayonnement.

Il convient que les analyses d'incertitude effectuées pour les étalonnages réalisés à un emplacement sur plan de masse de référence métallique prennent en compte les effets du diagramme de rayonnement sur une onde réfléchie sur le sol sur la base de l'Équation (C.22). Les antennes ayant de grandes largeurs de bande, il n'est pas nécessaire de connaître $\Phi(i|\theta, h_i, p)$ et $\Phi(j|\xi, h_j, p)$ avec précision et il est possible de monter les antennes à des fins d'étalonnage, de manière à satisfaire à l'une des deux conditions suivantes:

- a) $\Phi(i|\theta_R, h_i, p) \cong \Phi(i|\theta_r, h_i, p) \cong \Phi(j|\xi_R, h_j, p) \cong \Phi(j|\xi_r, h_j, p) \cong 1$, où tant les ondes directes, que les ondes réfléchies sur le sol se situent dans le lobe principal de l'autre antenne, ou

- b) $\Phi(i|\theta_R, h_i, p) \gg \Phi(i|\theta_r, h_i, p), \Phi(j|\xi_R, h_j, p) \gg \Phi(j|\xi_r, h_j, p)$ et $1/R \gg 1/r$, où les effets de l'onde réfléchi sur le sol sont très faibles par comparaison avec ceux de l'onde directe. Les matériaux absorbants RF peuvent être efficaces pour réduire l'onde réfléchi sur le sol.

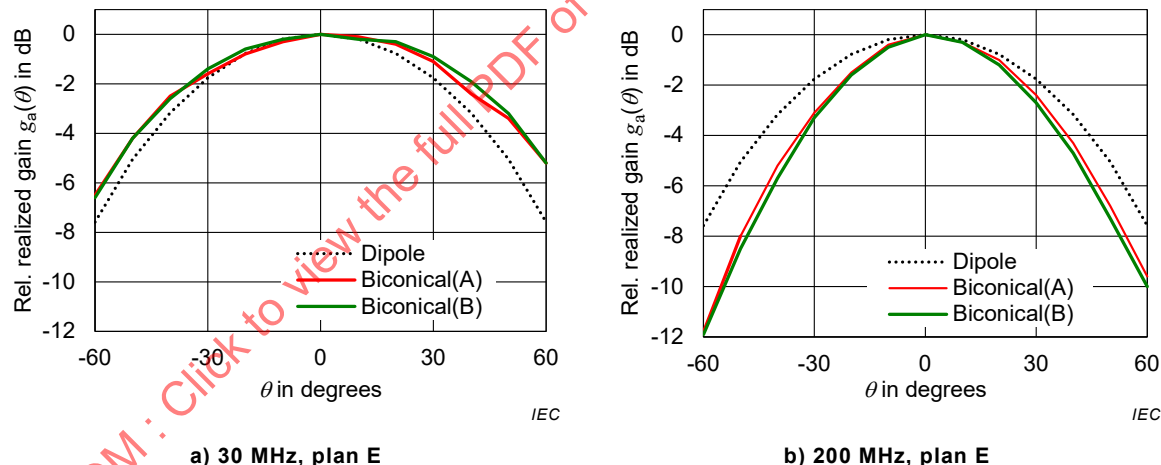
La méthode SSM porte sur le diagramme de rayonnement d'une antenne doublet de petites dimensions et par conséquent des erreurs perceptibles peuvent être introduites dans le facteur AF déterminé d'une antenne directive, telle qu'une LPDA, dont il convient que l'évaluation de l'incertitude tienne compte.

Par exemple, les antennes omnidirectionnelles telles que les antennes biconiques sont habituellement à polarisation horizontale où la condition a) précédente s'applique. Il convient de monter les antennes LPDA ou hybrides plus directionnelles avec une séparation suffisante entre l'AUC et l'antenne appariée afin de réduire les effets des ondes réfléchies sur le sol incidentes provenant d'une direction autre que l'axe de visée, où la condition a) s'applique. De plus, la condition b) peut s'appliquer pour l'étalonnage des antennes LPDA, celles-ci étant placées à des positions élevées et séparées par une courte distance comparable.

Dans les paragraphes qui suivent, les diagrammes de rayonnement sont représentés en termes de gain relatif réalisé g_a qui est inversement proportionnel au carré du facteur d'antenne Φ , comme le montre l'Équation (C.6) (voir C.2.1).

C.7.2 Antennes biconiques

On peut supposer que les antennes biconiques ont des diagrammes de rayonnement omnidirectionnels dans le plan H, mais ont des diagrammes de plan E qui diffèrent de ceux d'une antenne doublet accordée demi-onde théorique en fonction de la fréquence, comme cela est illustré dans les exemples de la Figure C.11.



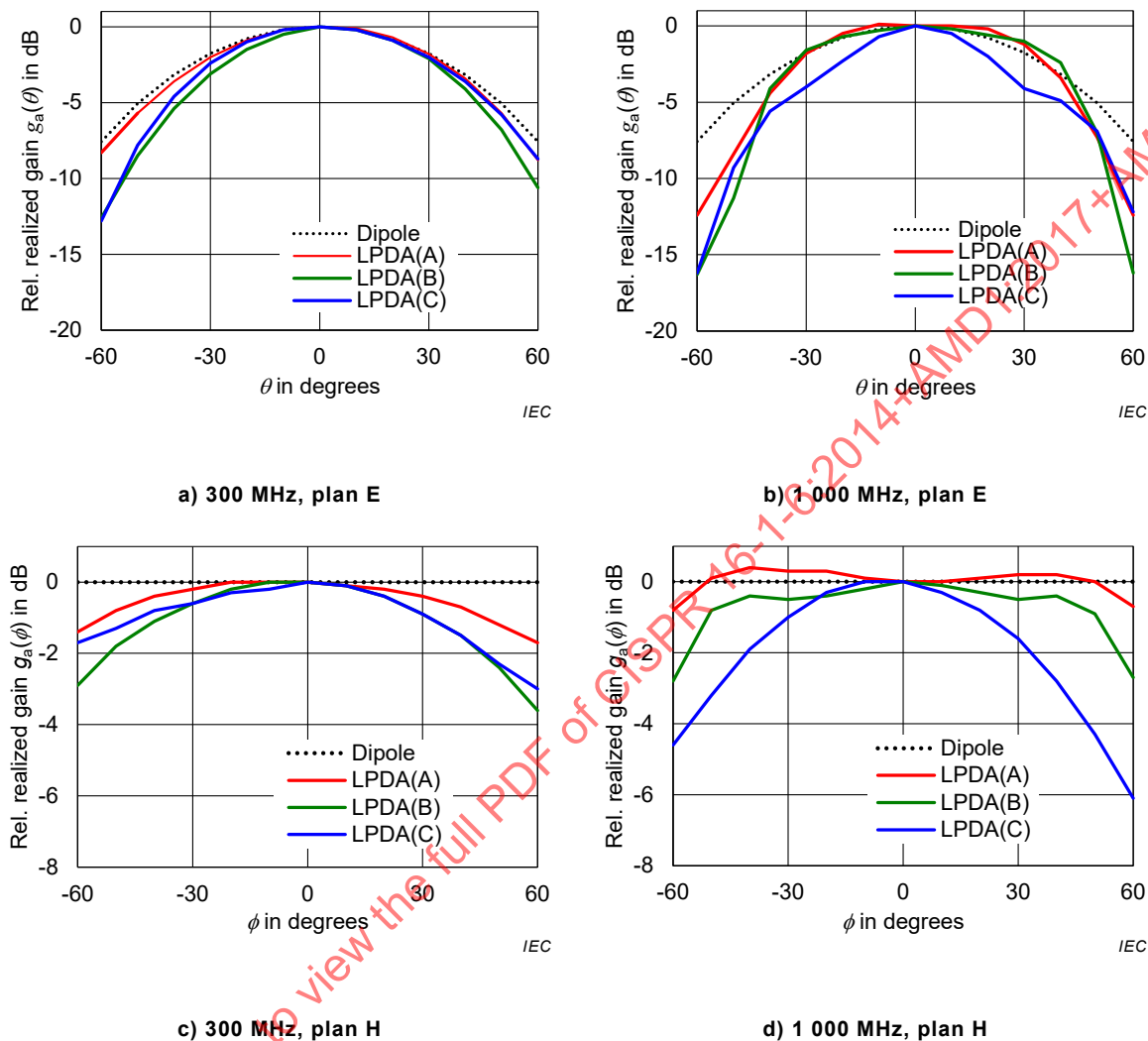
Légende

Anglais	Français
Rel. realized gain in dB	Gain relatif réalisé en dB
Biconical	Biconique
Dipole	Doublet
In degrees	En degrés

Figure C.11 – Exemples de diagrammes de rayonnement (gain relatif réalisé) de deux exemples d'antennes biconiques comparées à l'antenne doublet accordée demi-onde théorique

C.7.3 Antennes LPDA

Selon la conception d'antenne et la fréquence, les antennes LPDA ont des diagrammes de rayonnement dans les plans E et H différents de ceux d'une antenne doublet accordée demi-onde théorique, comme cela est illustré dans les exemples de la Figure C.12.



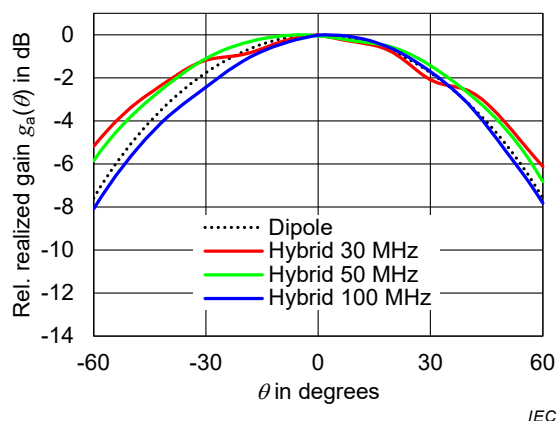
Légende

Anglais	Français
Rel. realized gain in dB	Gain relatif réalisé en dB
Dipole	Doublet
In degrees	En degrés

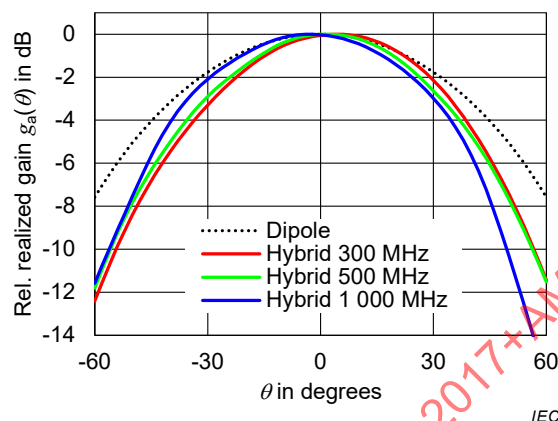
Figure C.12 – Exemples de diagrammes de rayonnement (gain relatif réalisé) de trois exemples d'antennes LPDA comparées à une antenne doublet accordée demi-onde théorique

C.7.4 Antennes hybrides

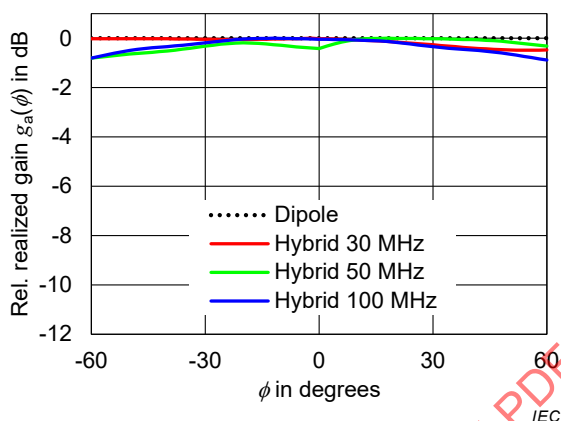
Selon la conception d'antenne et la fréquence, les antennes hybrides ont des diagrammes de rayonnement dans les plans E et H différents de ceux d'une antenne doublet accordée demi-onde théorique, comme cela est illustré dans les exemples de la Figure C.13.



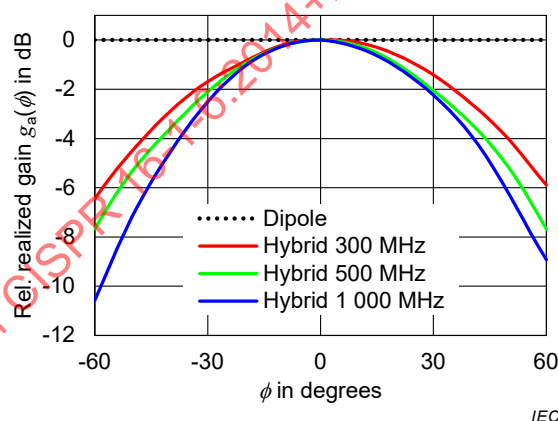
a) Bande VHF, plan E



b) Bande UHF, plan E



c) Bande VHF, plan H



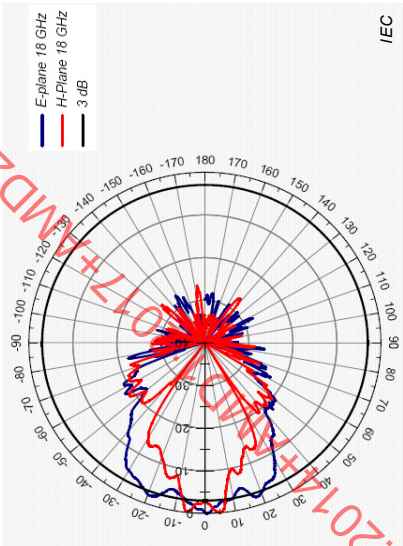
d) Bande UHF, plan H

Anglais	Français
Rel. realized gain	Gain relatif réalisé
Dipole	Doublet
In degrees	En degrés
In dB	En dB
Hybrid	hybride

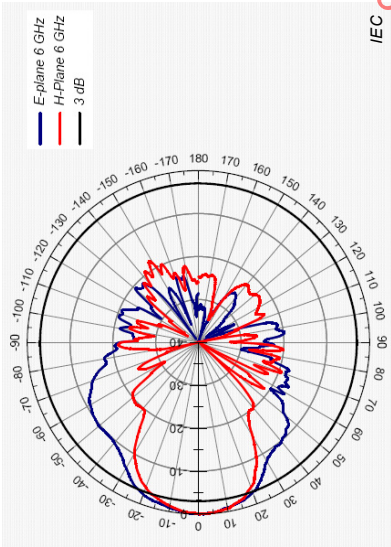
Figure C.13 – Exemples de diagrammes de rayonnement (gain relatif réalisé) d'un exemple d'antenne hybride comparée à une antenne doublet accordée demi-onde théorique

C.7.5 Antennes cornets et LPDA pour des fréquences comprises entre 1 GHz et 18 GHz

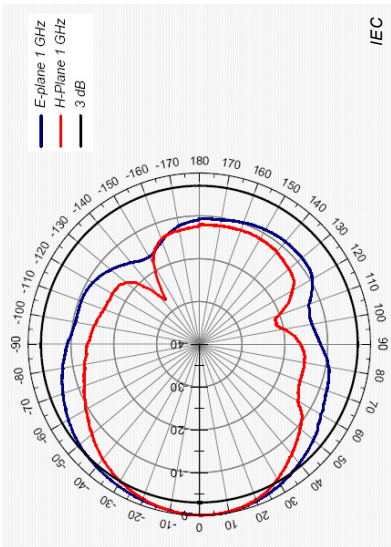
Une étude de plusieurs antennes spécifiées pour fonctionner dans la gamme de fréquences comprise entre 1 GHz et 18 GHz a été réalisée [55]. Les diagrammes d'antenne à 360° à des fréquences de 1 GHz, 6 GHz et 18 GHz ont été mesurés. La Figure C.14, la Figure C.15, la Figure C.16 et la Figure C.17 montrent des exemples de diagrammes de rayonnement dans les plans E et H de quatre types d'antennes cornets et LPDA CEM pour des fréquences de 1 GHz, 6 GHz et 18 GHz. Il s'agit des types d'antenne suivants: Figure C.14 DRH classique, Figure C.15 DRH nouvelle, Figure C.16 LPDA classique et Figure C.17 LPDA de type V.



c) 18 GHz



b) 6 GHz

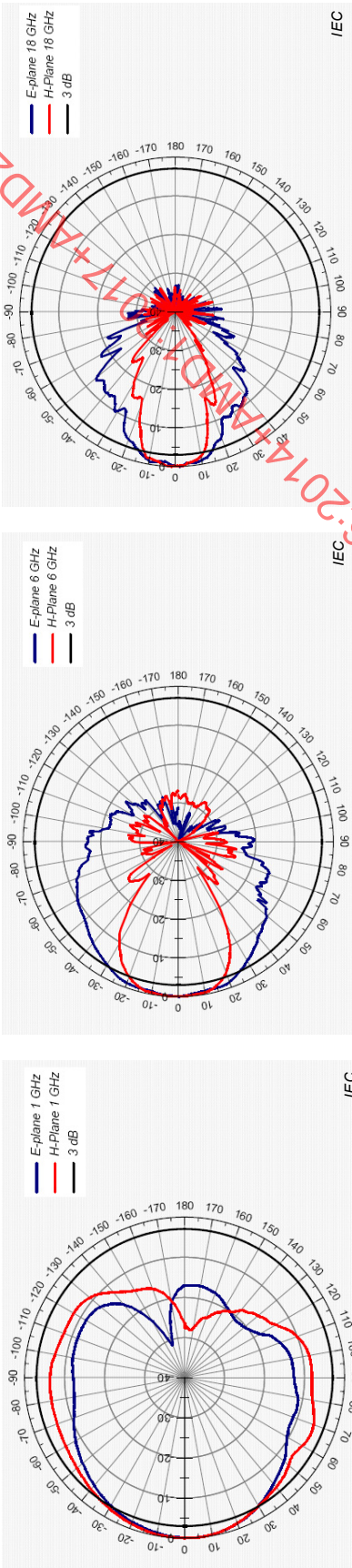


a) 1 GHz

Légende

Français	
E-plane	Plan E
H-plane	Plan H

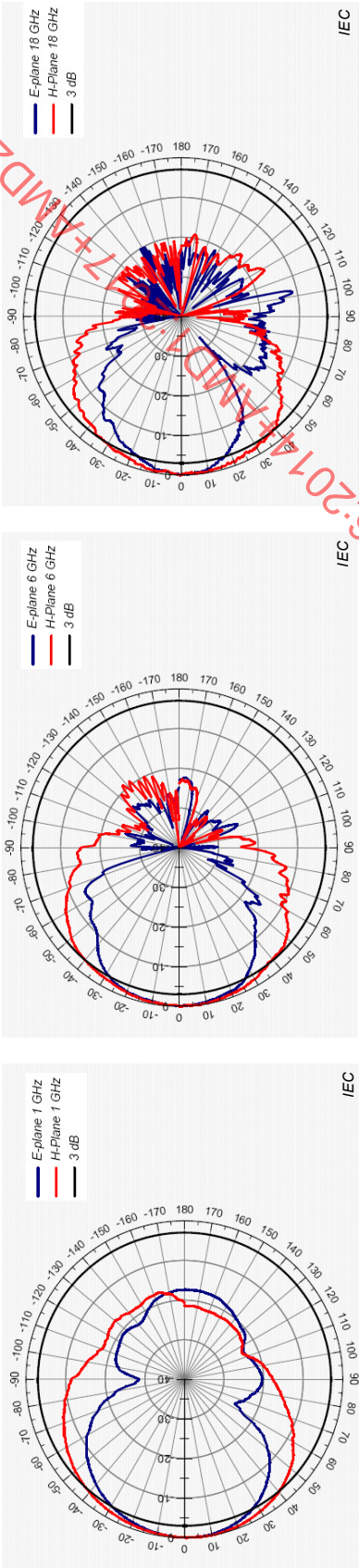
Figure C.14 – Exemple de diagrammes de rayonnement pour une antenne DRH classique



Légende

	Anglais	Français
E-plane	Plan E	
H-plane	Plan H	

Figure C.15 – Exemple de diagrammes de rayonnement pour une antenne DRH nouvelle



Légende	
Anglais	Français
E-plane	Plan E
H-plane	Plan H

Figure C.16 – Exemple de diagrammes de rayonnement pour une antenne LPDA classique

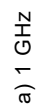
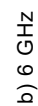
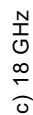


Figure C.17 – Exemple de diagrammes de rayonnement pour une antenne LPDA de type V

	Anglais	Français
E-plane		Plan E
H-plane		Plan H

Annexe D (informative)

Historique et justifications pour l'étalonnage des antennes à des fréquences au-delà de 1 GHz

D.1 Incertitude de désadaptation

Les coefficients de réflexion, et par conséquent la désadaptation d'impédance, des antennes CEM à large bande typiques ont tendance à varier de manière importante dans la bande de fonctionnement, en présentant parfois des crêtes aussi élevées que $|\Gamma| = 0,5$ (c'est-à-dire affaiblissement de réflexion = 6 dB) et plus. Bien que les mesurages utilisent des atténuateurs de désadaptation, ces derniers ne sont pas parfaits et l'incertitude de désadaptation qui en résulte peut devenir importante pour une antenne dont l'adaptation est très mauvaise.

Par exemple, un atténuateur de désadaptation à 6 dB de type N correct a un coefficient de réflexion $|\Gamma| \leq 0,07$ (affaiblissement de réflexion > 23 dB). Lorsque l'adaptateur est connecté à une antenne avec $|\Gamma| = 0,5$, à Z_0 cela peut entraîner une incertitude de désadaptation, en supposant l'existence d'un récepteur avec $|\Gamma| = 0,05$. On peut supposer une dégradation de l'adaptation de ces atténuateurs dans le temps, dans la mesure où des opérations répétées de connexion et de déconnexion provoquent leur usure, ce qui rend une vérification périodique essentielle.

Il convient que le personnel habitué à manipuler des antennes, des câbles et des connecteurs en dessous de 1 GHz ait conscience du fait que les affaiblissements et les désadaptations augmentent rapidement avec une fréquence au-delà de 1 GHz, et ceci est notamment vrai pour des connecteurs plus petits et des dimensions de lignes de transmission réduites, 2,92 mm et 2,4 mm en coaxial, par exemple.

D.2 Couplage mutuel entre les antennes et réflexion dans la chambre

Lorsque la paire d'antennes comprend des cornets, l'effet de réflexions multiples entre les deux cornets présents, y compris le dispositif sur lequel les cornets sont montés, apparaît comme une oscillation avec la période $\lambda/2$, qui diminue lentement à mesure de l'augmentation de la distance de séparation d . En combinant cet effet avec les réflexions dans la chambre, l'erreur peut se révéler significative lorsque l'on utilise une valeur unique de d pour déterminer F_a .

Afin de supprimer l'effet de réflexion dans la chambre, la paire d'antennes à séparation fixe peut être déplacée (par pas de $\lambda/8$, par exemple) vers différents emplacements dans la partie centrale de la chambre (c'est-à-dire, par déplacement des antennes en tandem), puis la moyenne des résultats est calculée. La position et le nombre utilisés pour le calcul de la moyenne dépendent de la qualité de la chambre anéchoïque spécifique.

Une méthode possible de réduction de la variation de l'AF due au couplage mutuel consiste à effectuer un mesurage de la fréquence balayée à une distance fixe, R , et à utiliser une fenêtre glissante (équivalente à un lissage) afin de calculer la moyenne de l'AF. Un problème potentiel de cette méthode réside dans le fait qu'elle supprime non seulement les ondulations provoquées par le couplage mutuel et les réflexions dans la chambre, mais également les ondulations naturelles du gain des cornets (qui sont pour leur part dues aux réflexions entre la gorge et la face avant du cornet). Ce problème serait minimisé si la périodicité des ondulations dues au couplage et aux réflexions est plus courte que celle de l'ondulation du gain.

Il est nécessaire de considérer avec attention l'application du calcul de la moyenne et de l'effectuer en s'appuyant sur l'expérience. Le calcul de la moyenne ajoute un temps supplémentaire à l'étalonnage. Toutefois, afin d'obtenir une incertitude globale moins importante, l'application de ces processus peut être évitée par l'ajout d'une composante de l'incertitude relative à l'amplitude de l'ondulation.

D.3 Distance de séparation des antennes et centre de phase

La distance de séparation d_{12} peut être exprimée par l'Équation (D.1) sous la forme

$$d_{12} = r_{12} + \Delta_1 + d_2 \quad (\text{D.1})$$

où

r_{12} est la distance entre sommets d'une antenne LPDA (pour une antenne DRH, la "face d'ouverture" est prise comme "sommet");

Δ_1 et d_2 sont les distances entre le sommet ou l'ouverture de l'antenne et les centres de phase à l'intérieur de l'antenne, comme le montre la Figure D.1.

Le centre de phase d'une antenne LPDA peut être déterminé à partir de l'Équation (55) (voir 7.5.2.2). Par conséquent, pour différentes combinaisons d'antennes DRH, LPDA, biconiques et doublets, la distance de séparation entre les centres de phase peut être calculée à l'aide de l'Équation (D.1).

En règle générale, le centre de phase d'une antenne doublet est le point médian des éléments rayonnants, mais la situation est toutefois plus complexe pour les antennes directionnelles telles que les antennes DRH et LPDA. Le centre de phase est considéré en 7.5.3, qui peut être utilisé pour réduire l'incertitude de F_a ; cependant, la référence [30], par exemple, fait état de variations importantes entre différents modèles de cornets. La Figure D.2 présente un exemple de système de transmission entre une antenne DRH et une antenne LPDA. La Figure D.3 présente un exemple de facteur F_a mesuré d'une antenne DRH à une fréquence de 4,5 GHz, pour des séparations d'antennes entre 1,5 m et 2,5 m, en utilisant la méthode TAM et deux antennes LPDA appariées. La Figure D.3 montre que l'erreur due au centre de phase des cornets est de 0,8 dB à une distance de séparation de 1,5 m, et de 0,4 dB à une distance de séparation de 3 m. Pour les besoins des mesurages des perturbations rayonnées CEM, la face avant du cornet correspond à une position de référence suffisante, et la variation du centre de phase peut être prise en charge par un terme d'incertitude.

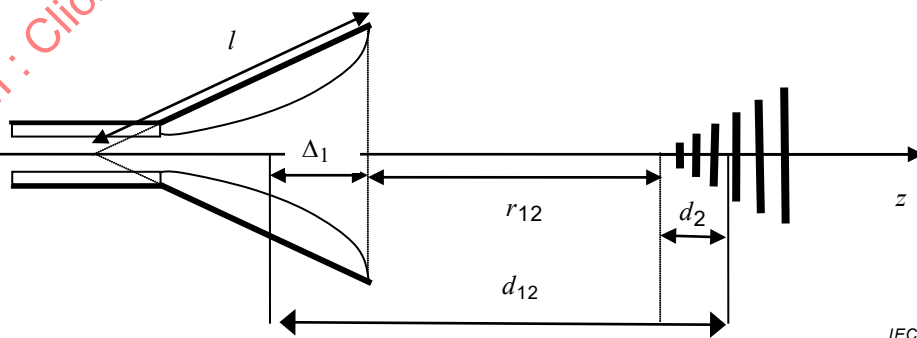
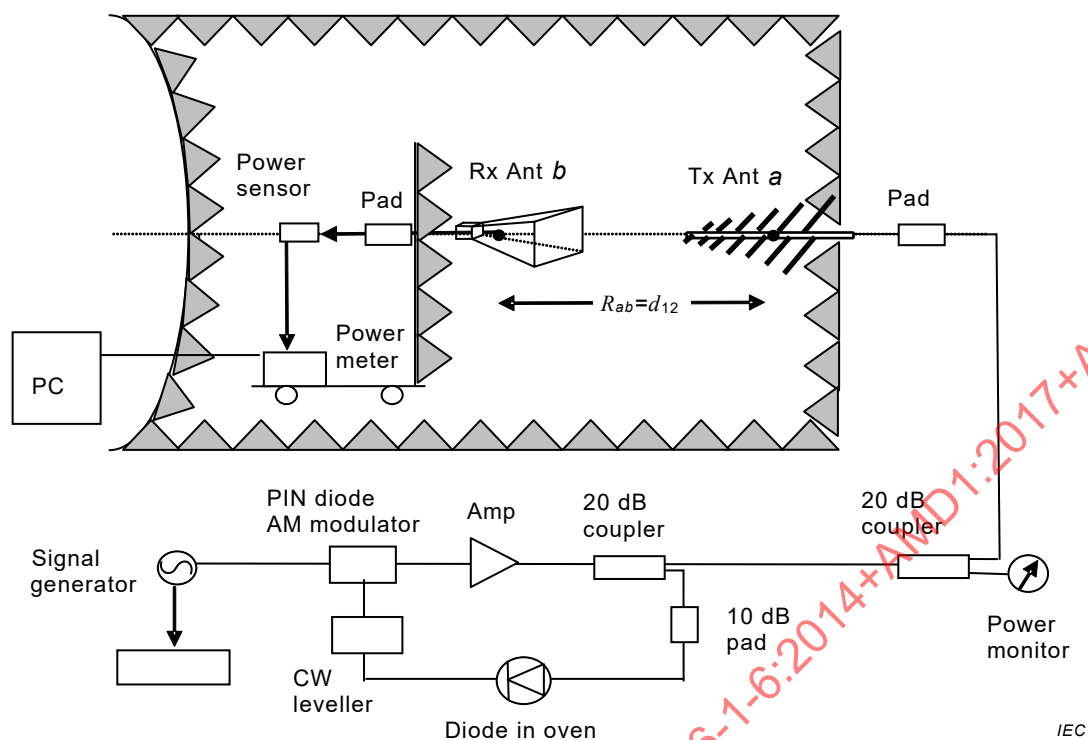


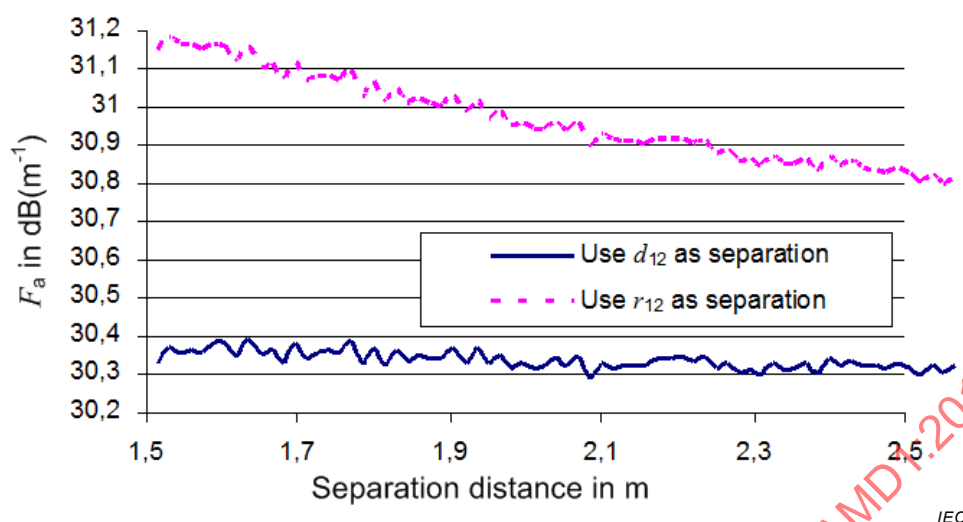
Figure D.1 – Centres de phase relatifs d'une antenne DRH et d'une antenne LPDA



Légende

Anglais	Français
Power sensor	Capteur de puissance
Pad	Tampon
Power meter	Wattmètre
Signal generator	Générateur de signaux
PIN diode	Diode PIN
AM modulator	Modulateur AM
20 dB coupler	Coupleur 20 dB
Power monitor	Contrôleur de puissance
Frequency counter	Compteur de fréquence
CW leveller	Dispositif de mise à niveau d'onde entretenue
Diode in oven	Diode en enceinte thermostatique

Figure D.2 – Système de transmission entre une antenne cornet et une antenne LPDA



Légende

Anglais	Français
F_a in dB(m ⁻¹)	F_a en dB(m ⁻¹)
Use d_{12} as séparation	Utiliser d_{12} comme séparation
Use r_{12} as séparation	Utiliser r_{12} comme séparation
Separation distance	Distance de séparation

NOTE d_{12} , et r_{12} sont définies dans l'Équation (D.1).

Figure D.3 – Facteurs AF mesurés d'une antenne DRH à une fréquence de 4,5 GHz

D.4 Exemple de gain d'une antenne DRH à une distance de 1 m

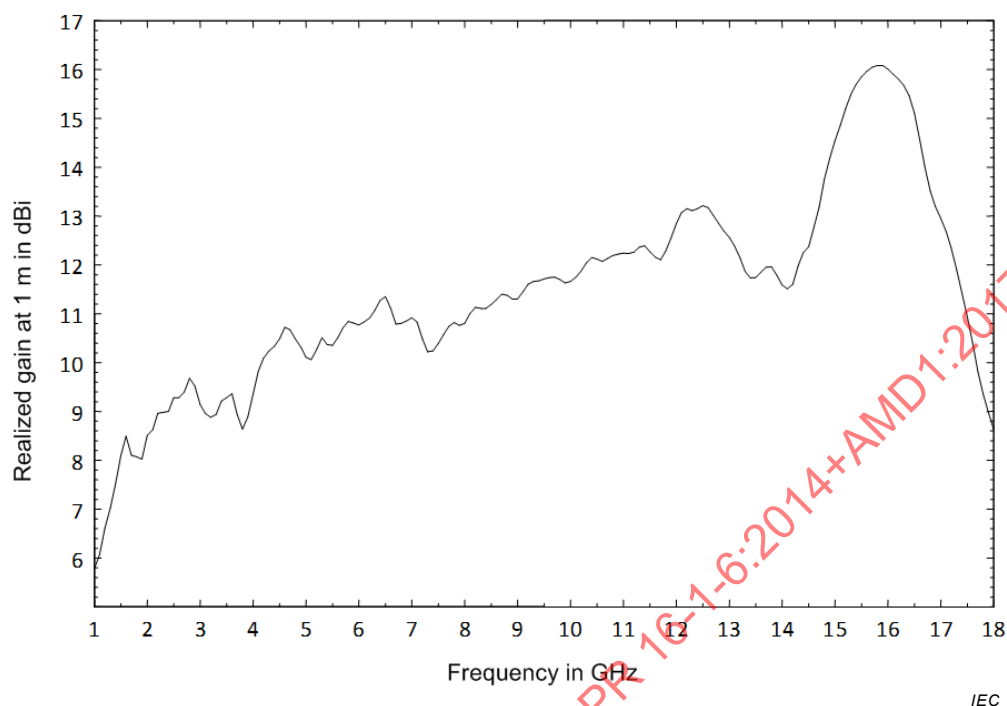
La Figure D.4 illustre le «gain réalisé» en fonction de la fréquence, pour une antenne DRH mesurée à une distance de 1 m de l'ouverture, en utilisant la méthode décrite en 9.5.1, avec trois paires d'antennes DRH et en supposant que les centres de phase se situent en face avant de chaque antenne DRH. Pour déterminer le gain en champ lointain, il serait nécessaire d'effectuer un mesurage d'extrapolation [51], mais des distances finies de 1 m et de 3 m sont les plus courantes dans les essais CEM. À une distance de séparation de 1 m, on observe des effets de couplage mutuel entre les antennes.

Il est important, afin d'assurer des mesurages reproductibles, que les antennes soient alignées avec précision, notamment au-delà de 12 GHz, dans la mesure où un défaut d'alignement minime peut entraîner des amplitudes de couplage mutuel différentes (voir aussi la NOTE en 9.5.1.3). Les ondulations du tracé de réponses en fréquence sont dues à la fois à l'interaction entre l'ouverture et la gorge du cornet, et au couplage mutuel entre les antennes.

Les dimensions de la FAR utilisée pour ce mesurage sont de 8 m × 5 m × 5 m. La FAR est recouverte d'un matériau absorbant pyramidal d'une longueur de 0,6 m. Avec cette FAR, des incertitudes liées aux facteurs de $\pm 0,5$ dB au moins ont été obtenues pour les antennes DRH dans une gamme de fréquences comprise entre 1 GHz et 18 GHz, en utilisant une distance de séparation de 3 m et en réalisant le montage avec le plus grand soin. Les incertitudes les plus grandes ont été observées à 1 GHz, les faisceaux principaux du rayonnement étant les plus larges et le matériau absorbant étant moins efficace à cette fréquence.

Il convient que les performances de la FAR s'améliorent avec l'augmentation de la fréquence; toutefois, les incertitudes pour un modèle particulier d'antenne DRH étaient également les plus importantes au-delà d'une fréquence de 14 GHz, en raison de la déformation du faisceau principal, nécessitant de ce fait un alignement minutieux à 1° près et en raison de l'effet de

réflexions multiples entre les antennes (voir aussi la NOTE en 9.5.1.3). La répétabilité de certaines antennes DRH est faible du fait de leur méthode de construction, et de la mauvaise qualité du connecteur d'entrée.



Légende

Anglais	Français
Realized gain at 1 m in dBi	Gain réalisé à une distance de 1 m en dBi
Frequency in GHz	Fréquence en GHz

Figure D.4 – Graphique illustrant le gain réalisé à une distance de 1 m pour une antenne DRH

Annexe E (informative)

Notes relatives aux budgets d'incertitude de mesure

E.1 Généralités

La présente annexe fournit des explications supplémentaires concernant les termes des composantes des budgets d'incertitude de mesure pour les résultats de mesure des méthodes d'étalonnage des antennes, spécifiées dans la présente norme. Le numéro de chaque note correspond aux numéros de note dans les tableaux consacrés à l'incertitude dans les autres paragraphes de la présente norme.

Dans les budgets d'incertitude de mesure où domine un terme relatif à l'imperfection de l'emplacement impliquant une loi rectangulaire, l'incertitude-type élargie peut ne pas être précise, dans la mesure où les conditions d'applicabilité de la méthode de l'ISO/IEC Guide 98-3 [7] ne sont pas remplies. Lorsque les lois relatives aux grandeurs d'entrée ne sont pas normales, comme cela est le cas avec un terme dominant, ou lorsque le modèle est non linéaire, la "loi de propagation de l'incertitude" devient approximative. Le supplément 1 de l'ISO/IEC Guide 98-3 [7] est appliqué en cas de doute. Le supplément 1 de l'ISO/IEC Guide 98-3 applique une méthode de Monte-Carlo comme mise en œuvre de la propagation des lois (de probabilité).

Pour les mesurages des perturbations rayonnées effectués à de plus courtes distances, telles qu'une distance de 3 m, il convient d'augmenter l'incertitude relative à l'AF afin d'admettre des effets plus importants des centres de phase et des diagrammes de rayonnement; toutefois, les erreurs relatives aux centres de phase peuvent être réduites relativement aisément par une correction de la séparation par rapport à la position du centre de phase sur l'antenne correspondant à chaque fréquence; se reporter à la CISPR 16-4-2. Le mesurage des diagrammes de rayonnement exige un effort important, mais on peut utiliser des données génériques fournies par les fabricants afin de réduire l'erreur, en autorisant une marge d'incertitude pour la différence entre les diagrammes génériques et les diagrammes réels de l'antenne.

E.2 Notes pour les budgets d'incertitude de mesure

- N1) Les composantes de l'incertitude attribuées au bruit et à la linéarité d'un VNA sont habituellement combinées et indiquées comme l'incertitude $|S_{21}|$ dans une fiche technique de l'analyseur. Par exemple, une valeur d'incertitude de 0,07 dB s'applique aux mesurages de $|S_{21}| = -20$ dB dans la gamme de fréquences inférieure à 30 MHz. Voir 6.2.4 concernant les effets du bruit.
- N2) Pour les Équations (G.8) et (G.9), l'exemple indiqué des limites d'erreur suppose que $\Gamma_M = \Gamma_A = \Gamma_T = 0,06$ (affaiblissement de réflexion de 24 dB), $S_{11} = 0,18$ (affaiblissement de réflexion de 15 dB) et $S_{22} = 0,32$ (affaiblissement de réflexion de 10 dB), $S_{21} = 1,0$; les résultats sont $M_D^- = M_L^- = 0,266$ dB (voir G.2.5.4).
- N3) La capacité des antennes est supposée être $C_a = 11$ pF avec une erreur de $\pm 1,3$ pF. Pour cet exemple, l'Équation (G.7) donne une erreur de 1,09 dB dans le facteur d'antenne résultant (voir G.2.5.2).
- N4) La stabilité du gain de l'amplificateur est à prendre en considération lorsqu'elle varie de manière significative au cours du processus d'étalonnage. Dans le Tableau 4 (voir 5.1.2.5), elle est estimée être de 0,05 dB, par référence aux spécifications d'un amplificateur.
- N5) Lorsque la hauteur effective d'une antenne monopôle est estimée avec une erreur de 4 %, la capacité C_a correspondant à ladite hauteur contient une erreur de 0,341 dB (voir G.2.5.5).

- N6) L'incertitude associée à la répétabilité des mesures est déterminée par une évaluation de l'incertitude de type A. Elle comprend les erreurs de montage (par exemple, répétabilité des connecteurs et montage d'antennes). Il convient d'effectuer un ensemble de 10 mesurages, y compris un démontage et un montage complets, afin d'obtenir une valeur fiable.
- N7) L'incertitude-type composée peut être calculée par la méthode RSS de chaque contribution à l'incertitude énumérée dans le tableau.
- N8) Par exemple, une fiche technique d'un VNA indique une valeur d'incertitude de 0,18 dB pour les mesurages de ΔV ($= |S_{21}|$) = -40 dB avec une puissance source de -12 dBm à des fréquences comprises entre 45 MHz et 18 GHz. Voir N1), 6.2.4 et A.8.1 concernant les effets du bruit du récepteur.
- N9) Contribution due à la variation de l'affaiblissement des câbles dans la période comprise entre l'affaiblissement de référence (connexion directe) et les mesurages de SIL (avec les antennes). Il convient de l'évaluer pour chaque type de câble utilisé, et pour la fréquence, la température et la flexion. La valeur 0,15 dB donnée dans le tableau constitue un exemple qui suppose que l'étalonnage n'est pas effectué dans des conditions d'environnement extrêmes (par exemple, CALTS avec variations de température de plus de 5 °C au cours du processus d'étalonnage). Le rayon minimum de courbure des câbles peut être fourni par le fabricant de ces derniers. Évaluer l'effet de courbure des câbles par des mesurages répétés.
- N10) La limite d'erreur 0,16 dB énumérée du Tableau 9 (8.4.4) au Tableau 14 (9.5.1.4) a été déduite de l'Équation (13) ou de l'Équation (14) (voir 6.2.2) en supposant que, par exemple, $|\Gamma_{aT}| = |\Gamma_{aR}| = 0,33$ (ROS = 2,0:1), $|\Gamma_T| = |\Gamma_R| = 0,091$ (ROS = 1,2:1), $|S_{11}| = |S_{22}| = 0,024$ et $|S_{21}| = 0,5$ (affaiblissement du câble de 6 dB). Toutefois, lorsque la désadaptation des antennes est aussi faible que $|\Gamma_{aT}| = |\Gamma_{aR}| = 0,19$ (ROS = 1,46:1) comme dans le cas d'une antenne doublet accordée, la limite d'erreur peut être réduite à 0,10 dB, comme cela est indiqué dans le Tableau 11 et le Tableau B.8 (9.2.3 et B.5.2). La STA utilisée dans la méthode SAM est supposée avoir $|\Gamma_{aR}| = 0,091$ (ROS = 1,2:1) avec la connexion d'un tampon de 6 dB, ce qui donne une incertitude de désadaptation de 0,06 dB.
- N11) La perte d'insertion de la connexion transversale réelle illustrée à la Figure 8 b) (voir 7.2.2) (c'est-à-dire utilisant un adaptateur dos-à-dos) est à prendre en considération, dans la mesure où il sera absent des mesurages effectués avec les antennes. L'incertitude de désadaptation maximale relative à l'adaptateur dos-à-dos utilisé pour la connexion directe est estimée par l'Équation (F.4) qui peut être simplifiée comme suit

$$\delta \left(V_{\text{adaptateur de désadaptation}} \right) = 20 \lg \left[1 \pm \left(\Gamma_T S_{11A} + \Gamma_R S_{22A} + \Gamma_T \Gamma_R S_{21A}^2 \right) \right] \text{ en dB} \quad (\text{E.1})$$

où

Γ_T et Γ_R

sont respectivement les coefficients de réflexion des ports d'émission ou de réception,;

S_{21A} et S_{11A} (S_{22A})

sont les coefficients d'émission et de réflexion de l'adaptateur.

où S_{11A} et S_{22A} sont supposés être bien inférieurs à S_{21A} . Pour un adaptateur et des accès d'antenne typiques, les affaiblissements de réflexion, Γ_T , Γ_R , S_{11A} et S_{22A} , sont supérieurs à 26 dB ($< 0,05$), et $|S_{21A}|$ est inférieur à 0,1 dB ($> 0,99$). Pour ces paramètres, l'Équation (E.1) donne une limite d'erreur de $\pm 0,06$ dB pour les mesurages de SIL (voir A.8.3).

- N12) Ceci comprend les effets des réflexions sur le sol et des réflexions des supports d'antenne et des câbles, y compris les réflexions de l'environnement, tel que les arbres, les bâtiments, les clôtures et les lignes électriques. L'écart maximum de l'emplacement d'étalonnage des antennes par rapport à la SIL ou au NSA théorique est à prendre en compte. L'exigence CALTS de ± 1 dB peut être appliquée.

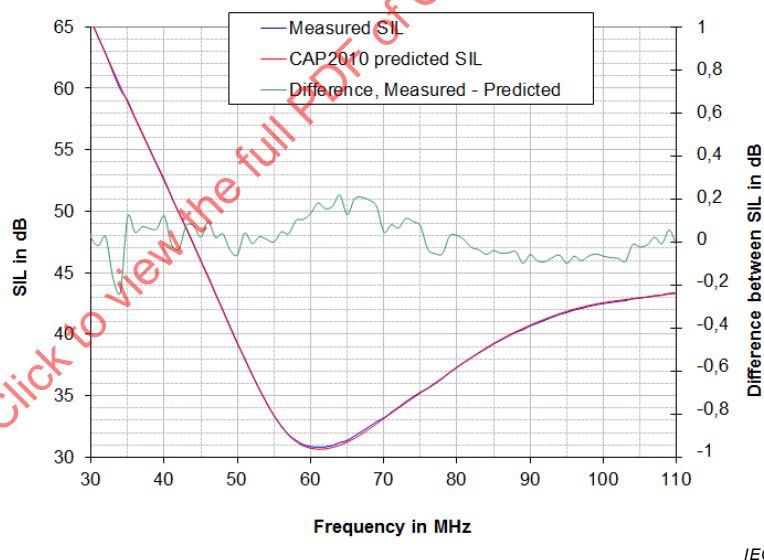
- N13) Dans le Tableau 9 (voir 8.4.4), il convient d'évaluer les effets de l'erreur relative à la séparation des antennes en utilisant des mesurages réels ou une simulation informatisée, au moyen du CAP2010, par exemple [52]. Une erreur de 0,05 dB est produite par simulation informatique pour la séparation d'antennes ajustée à $d = 10$ m avec une erreur de 0,05 m. Une valeur quasiment identique peut être obtenue avec l'Équation (41) (voir 7.4.1.2.1). Pour le Tableau 13 et le Tableau 14 (9.4.2.2 et 9.5.1.4), l'Équation (41) indique qu'une erreur de 0,01 m au niveau de la distance de séparation modifie la SIL de quelque 0,03 dB pour $d = 2,5$ m et 3 m.
- N14) Il convient d'évaluer les effets de l'erreur relative à la hauteur des antennes sur la base des mesurages réels ou d'une simulation informatisée. La simulation informatisée estime une erreur SA à 0,02 dB pour une erreur de réglage de la hauteur de l'antenne de réception égale à 0,01 m. Dans la mesure où il convient d'inclure dans le calcul RSS les erreurs relatives à la hauteur pour les antennes d'émission et de réception, l'erreur totale est de 0,03 dB. Les Équations (41) et (45) (7.4.1.2.1 et 7.4.2.1) ne donnent pas une estimation exacte lorsque les antennes soumises à étalonnage ont des facteurs d'antenne qui varient en fonction de la hauteur d'antenne.
- N15) Dans le Tableau 9, le Tableau 10 et le Tableau 11 (8.4.4, 9.2.3), les erreurs au niveau de l'orientation en azimut des antennes d'émission et de réception sont supposées être de $\pm 2,5^\circ$. Dans le Tableau 12 et le Tableau 13 (9.3.3 et 9.4.2.2), les antennes sont supposées être orientées en polarisation verticale, avec une erreur de $2,5^\circ$ au niveau de l'angle d'élévation (ou de dépression). Pour ces erreurs d'orientation d'antennes, la Figure C.11, la Figure C.12 et la Figure C.13 (C.7.2, C.7.3 et C.7.4) supposent qu'une erreur au niveau du mesurage de SIL ou de SA à une distance de 10 m est très faible ($< 0,01$ dB).
- N16) L'incertitude de désadaptation de polarisation au niveau des valeurs SIL ou SA peut être obtenue avec $\cos(\phi)$, où ϕ est une différence angulaire de polarisation entre les antennes d'émission et de réception. Par exemple, lorsque les antennes d'émission et de réception sont inclinées de 2° dans des directions opposées l'une par rapport à l'autre, sur leurs axes de visée respectifs, l'incertitude de désadaptation de polarisation est de 0,02 dB $[= 20 \lg \cos(2^\circ \times 2)]$, comme cela est indiqué dans le Tableau 13 et le Tableau 14 (9.4.2.2 et 9.5.1.4). Toutefois, étant donné que l'angle de différence est réduit à $0,6^\circ$, il génère une erreur négligeable de moins de 0,001 dB, comme cela est indiqué du Tableau 9 au Tableau 12 (8.4.4, 9.2.3, 9.3.3) et dans le Tableau B.1 et le Tableau B.5 (B.4.2.1 et B.4.3.1).
- N17) Pour les antennes biconiques et doublets, l'incertitude attribuée à la position des centres de phase peut être ignorée car les centres de phase de l'AUC et de la STA se situent au même endroit; voir du Tableau 9 au Tableau 12 (8.4.4, 9.2.3, 9.3.3), ainsi que le Tableau B.1 et le Tableau B.5 (B.4.2.1 et B.4.3.1).
- N18) La méthode SSM utilise la réflexion sur le plan de masse de référence et une séparation d'antennes de 10 m. La séparation des antennes LPDA et hybrides est mesurée à partir du centre marqué de l'antenne et le centre de phase de l'antenne appariée entraîne donc une erreur dans le facteur AF de l'AUC. Les antennes n'étant pas uniquement mesurées dans le sens de leur axe de visée, les diagrammes de rayonnement de l'AUC comme de l'antenne appariée exercent une influence. Le couplage de l'antenne à sa représentation sur le plan de masse de référence introduit des erreurs de F_a . Ces influences, c'est-à-dire de centre de phase, de diagrammes de rayonnement et de couplage mutuel sont intégrées dans le terme d'incertitude $e_0(i,j)|_{\max}$; voir A.5. Il convient d'évaluer l'erreur du facteur d'antenne déduit de 7.4.2.2 et de A.5 par des simulations informatisées pour chaque type d'antenne et de l'inclure dans le budget d'incertitude de mesure avec un coefficient de sensibilité unitaire.
- Antennes doublets et biconiques: l'incertitude relative au diagramme de plan H peut être négligeable pour l'étalonnage de ces types d'antenne. Toutefois, la variation en hauteur du facteur d'antenne, l'effet de champ proche et l'impédance du symétriseur peuvent avoir des influences significatives, sous une forme à combinaison mutuelle, sur le facteur d'antenne donné par la méthode SSM. Par conséquent, il convient d'évaluer ces effets par simulation informatisée pour chaque type d'antenne. Pour ce qui concerne les antennes biconiques, l'écart du facteur d'antenne SSM par rapport au facteur d'antenne en espace libre a été

analysé, et est indiqué dans le Tableau C.2 (voir C.6.2), où l'écart est indiqué comme le facteur de correction. D'autres études théoriques et expérimentales indiquent que, si la correction n'est pas appliquée de manière appropriée, une erreur de 0,8 dB au plus peut être introduite dans les facteurs d'antenne SSM des antennes biconiques.

- Antennes LPDA et hybrides: une simulation informatisée peut évaluer les influences de la variation en hauteur du facteur d'antenne, de l'effet de champ proche et de l'impédance du symétriseur, outre l'uniformité du diagramme de plan H. Les vérifications théoriques et expérimentales indiquent une erreur au niveau du facteur d'antenne de 0,5 dB environ pour les antennes LPDA, et de 1,2 dB environ pour les antennes hybrides.

Selon F.2.4.5 du Guide ISO/IEC 98-3, l'incertitude élargie, lorsque les corrections ne sont pas appliquées, peut être obtenue à l'aide de $(U_{\max} + b_{\max})$ avec $b_{\max}$ étant le facteur de correction maximum, et $U_{\max}$ l'incertitude élargie évaluée avec $b = 0$. Toutefois, le Guide ISO/IEC 98-3 recommande une méthode plus raisonnable, qui utilise l'écart-type du facteur de correction et d'autres composantes de l'incertitude, outre l'incertitude-type de mesure dans le calcul RSS, comme l'indique l'Equation (F.7e) du Guide ISO/IEC 98-3. Le Tableau 9 (voir 8.4.4) suit cette méthode.

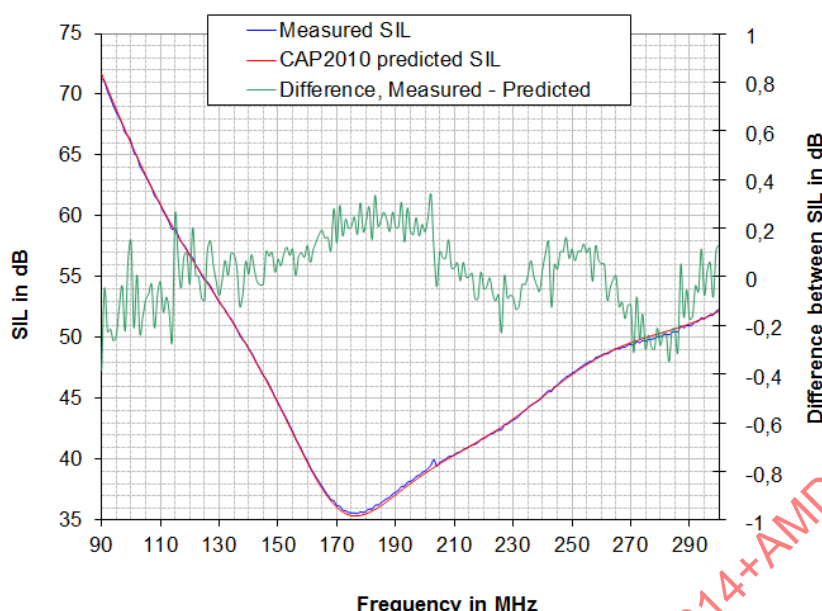
- N19) Il s'agit de l'incertitude relative à l'étalonnage de la STA à l'aide de la méthode SAM. La STA est calibrée par rapport à l'antenne doublet calculable à large bande. La Figure E.1 et la Figure E.2 montrent des comparaisons de SIL mesurée et prévue en polarisation horizontale pour une antenne doublet calculable, avec deux longueurs de doublet, résonnantes à une fréquence de 60 MHz et 180 MHz respectivement. La différence est de $\pm 0,3$ dB. La différence au niveau du facteur correspond à la moitié de cette différence, ce qui indique qu'une incertitude de $\pm 0,35$ dB pour le facteur AF de la STA biconique peut être obtenue.



Légende

Anglais	Français
SIL in dB	SIL en dB
Measured SIL	SIL mesurée
CAP 2010 predicted SIL	SIL prévue CAP 2010
Difference, Measured – Predicted	Différence, Mesurée – Prévüe
Difference between SIL in dB	Différence entre SIL, en dB
Frequency in MHz	Fréquence en MHz

Figure E.1 – Comparaison de SIL mesurée et de SIL prévue pour une antenne doublet calculable – élément à 60 MHz



IEC

Légende

Anglais	Français
SIL in dB	SIL en dB
Measured SIL	SIL mesurée
CAP 2010 predicted SIL	SIL prévue CAP 2010
Difference, Measured – Predicted	Différence, Mesurée – Prévüe
Difference between SIL in dB	Différence entre SIL, en dB
Frequency in MHz	Fréquence en MHz

Figure E.2 – Comparaison de SIL mesurée et de SIL prévue pour une antenne doublet calculable – élément à 180 MHz

N20) Selon la qualité de l'emplacement, le sol/plancher, les parois, le plafond et d'autres objets réfléchissants à proximité de la STA altèrent les caractéristiques de l'antenne, par exemple, l'impédance, de différentes manières. Par conséquent, le facteur AF de la STA avec un emplacement d'étalonnage réel peut différer légèrement du facteur F_a produit par l'étalonnage STA.

Comme l'indique le Tableau 10 (voir 9.2.3), cette différence peut être évaluée comme étant de 0,3 dB pour l'AF d'une antenne biconique étalonnée (STA) par référence à la Figure C.6 b) (voir C.6.1). Cette évaluation suppose que les antennes d'émission et de réception, séparées d'au moins 4 m, sont distantes d'au moins 1 m des extrémités du matériau absorbant revêtant la FAR. Elle suppose que le matériau absorbant a un coefficient de réflexion maximal de 0,16 (c'est-à-dire un affaiblissement de réflexion de 16 dB) pour satisfaire à un critère NSA de 2,0 dB (voir NOTE 2 de 5.3.2 de la CISPR 16-1-5:2014).

Dans le Tableau 11 (voir 9.2.3), les antennes doublets accordées sont séparées par $d = 5$ m dans une FAR dont les matériaux absorbants ont un coefficient de réflexion de 0,16 (c'est-à-dire un affaiblissement de réflexion de 16 dB). Il est supposé que les antennes sont placées à au moins 3 m des extrémités du matériau absorbant revêtant la FAR. Ces matériaux absorbants types les plus proches peuvent modifier l'impédance d'antenne d'une antenne doublet accordée calculable (STA), entraînant une variation de 0,2 dB au plus du facteur AF de la STA à des fréquences au-delà de 60 MHz. Compte tenu des autres effets inconnus, une erreur de 0,4 dB est adoptée dans le Tableau 11.

Dans le Tableau B.3 (voir B.4.2.1), un étalonnage est effectué par la méthode SAM avec un CALTS satisfaisant à l'exigence selon laquelle il convient que les valeurs SIL soient égales aux valeurs théoriques à 1,0 dB près. Cela signifie que les effets des imperfections de l'emplacement, des mâts et du câblage sur la tension reçue sont de 1,0 dB ou moins. Toutefois, on peut estimer que les effets de ces imperfections sur l'impédance d'antenne ou le facteur AF de la STA sont bien inférieurs à 1,0 dB. L'incertitude est due dans une large mesure aux effets directs du plan de masse de référence métallique sur l'AF impliqués dans la variation en hauteur. Compte tenu des autres effets inconnus, on estime que l'incertitude du facteur AF d'une STA due à l'emplacement et aux mâts est de 0,3 dB.

Dans le Tableau B.5 (voir B.4.3.1), l'étalonnage est effectué par la méthode TAM sur un CALTS où les effets des imperfections de l'emplacement, des mâts et du câblage sur la SIL sont de 1,0 dB ou moins. En conséquence, cette valeur est adoptée comme incertitude attribuée aux effets de l'emplacement et des mâts sur les antennes.

Pour le Tableau B.8 (voir B.5.2), la hauteur d'antenne est choisie pour le facteur AF des antennes doublets accordées afin de générer une valeur approchée de F_a . La Figure C.6 a) (voir C.6.1) indique qu'une erreur de hauteur de $0,1\lambda$ pour $h = 0,5\lambda$ peut modifier le facteur AF d'une STA de 1 dB environ par rapport au facteur F_a à une fréquence de 30 MHz. Toutefois, une erreur absolue réaliste de 1 cm fait varier le facteur AF de la STA d'environ 0,1 dB. Compte tenu des autres effets inconnus, l'emplacement, les mâts et le câblage sont supposés modifier l'impédance d'antenne de la STA, entraînant une variation du facteur AF de la STA de 0,3 dB environ, comme cela est indiqué dans le Tableau B.8.

De même que dans le Tableau B.8, la hauteur d'antenne applicable à la méthode TAM du Tableau B.9 est choisie pour les antennes doublets accordées afin de générer une valeur approchée de F_a . Sur l'emplacement d'étalonnage (CALTS), toutefois, les effets indésirables des défauts de l'emplacement, des mâts et du câblage peuvent altérer les mesurages de SIL de 1,0 dB au plus. En conséquence, cette valeur est adoptée comme incertitude de SIL, comme cela est indiqué dans le Tableau B.9.

- N21) Les étalonnages au moyen de la méthode SAM peuvent utiliser de plus petites séparations d'antennes car la fonction de l'antenne d'émission est d'éclairer la STA et l'AUC avec un champ suffisamment uniforme. Si cette séparation est trop petite, le couplage entre l'antenne d'émission, la STA et l'AUC peut modifier le facteur AF des antennes. Toutefois, si la STA et l'AUC sont des antennes de type très analogue, comme cela est recommandé, les effets du couplage mutuel et des petites non-conformités dans le champ s'annulent en grande partie. En conséquence, les modifications indiquées pour la méthode SAM dans les alinéas qui suivent peuvent être réduites par un facteur de deux ou plus.

Si l'antenne biconique étalonnée (STA) est utilisée dans une FAR pour l'étalonnage de l'AUC à une distance $d = 5$ m, la Figure C.5 b) (voir C.5) implique que le champ proche et le couplage mutuel des antennes peuvent modifier le facteur AF de la STA de 0,2 dB au plus par rapport à sa valeur en espace libre, comme cela est indiqué dans le Tableau 10 (voir 9.2.3).

Pour le Tableau 11 (voir 9.2.3), la Figure C.5 a) implique que le champ proche et le couplage mutuel des antennes pour $d = 5$ m peuvent modifier le facteur AF de la STA de 0,3 dB au plus par rapport à sa valeur en espace libre dans la gamme de fréquences au-delà de 60 MHz.

Pour le Tableau B.1 et le Tableau B.5 (B.4.2.1 et B.4.3.1), la Figure C.5 b) implique que le champ proche et le couplage mutuel des antennes pour $d = 10$ m peuvent modifier le facteur AF de la STA de 0,1 dB au plus par rapport à sa valeur en espace libre dans la gamme de fréquences au-delà de 30 MHz. Dans ce cas, le coefficient de sensibilité est unitaire.

Pour le Tableau B.8 et le Tableau B.9 (B.5.2 et B.5.3), la Figure C.5 a) montre que le champ proche et le couplage mutuel entre deux antennes doublets accordées demi-onde séparées par une distance $d = 20$ m peuvent modifier le facteur AF de la STA de 0,1 dB au plus par rapport à sa valeur en espace libre à des fréquences inférieures à 60 MHz. Pour $d = 10$ m dans la gamme de fréquences au-delà de 60 MHz, le facteur AF de la STA peut également varier de 0,1 dB au plus par rapport à sa valeur en espace libre.

- N22) L'erreur de 0,03 dB donnée sous forme de tableau est produite par l'Équation (24) (voir 7.3.2), où la séparation des antennes est ajustée à $d = 5$ m avec une erreur de 0,02 m.

Pour le Tableau B.3, le Tableau B.5, le Tableau B.8 et le Tableau B.9 (B.4.2.1, B.4.3.1, B.5.2 et B.5.3), l'Équation (41) (voir 7.4.1.2.1) implique une erreur de 0,04 dB à associer avec les mesurages de SIL ou les mesurages de la tension reçue au-dessus d'un plan de masse de référence métallique pour $d = 10$ m avec une erreur de 0,05 m.

- N23) Pour les antennes biconiques et doublets dans un environnement qui simule l'espace libre comme dans le Tableau 10 et le Tableau 11 (voir 9.2.3), une différence de hauteur de 0,01 m entre les mesurages de STA et AUC a des effets négligeables sur V_{STA} et V_{AUC} , étant donné que les antennes ont des diagrammes uniformes dans le plan H -et que la variation de l'intensité de champ en fonction de la hauteur est très faible. Cette observation peut également s'appliquer au Tableau 14 (voir 9.5.1.4).

Pour un étalonnage d'antennes compte tenu du Tableau B.3, du Tableau B.5, du Tableau B.8 et du Tableau B.9 (B.4.2.1, B.4.3.1, B.5.2 et B.5.3), l'Équation (41) (voir 7.4.1.2.1) indique une erreur de 0,01 dB pour les mesurages de SIL ou les mesurages de la tension reçue au-dessus d'un plan de masse de référence métallique, cette erreur étant due à une erreur relative à la hauteur d'antenne de 0,01 m pour $d = 10$ m.

- N24) Comme cela est indiqué en 8.3.3, les antennes AUC et STA ont des dimensions mécaniques et des propriétés directionnelles similaires. De plus, le remplacement de l'AUC par la STA s'effectue dans le même espace physique, le câble conservant la même configuration. Par conséquent, les effets des signaux réfléchis par des objets voisins tels que le plan de masse de référence (ou le plancher), les câbles, les mâts et d'autres objets réfléchissants voisins, sont en grande partie annulés lorsque la grandeur de différence, $(V_{STA} - V_{AUC})$, est calculée. En règle générale, les effets de l'emplacement et des installations sur $(V_{STA} - V_{AUC})$ sont supposés être de 0,2 dB pour la polarisation horizontale dans le Tableau 10, le Tableau 11, le Tableau B.3 et le Tableau B.8 (9.2.3, B.4.2.1 et B.5.2), et de 0,3 dB pour la polarisation verticale dans le Tableau 12 (voir 9.3.3).

- N25) Le facteur d'antenne d'une antenne doublet accordée calculable (STA) peut être déterminé avec une erreur de moins de 0,15 dB comme cela est décrit en A.9.4. Il convient de réaliser cette détermination par une simulation informatisée, et de la vérifier par des mesurages réels effectués avec la méthode TAM.

- N26) Le plan de masse de référence, le mât d'antenne et le câble au voisinage d'une STA peuvent altérer les caractéristiques des antennes. Par conséquent, le facteur AF de la STA à polarisation verticale peut différer légèrement de celui donné par l'étalonnage STA. De plus, l'ouverture verticale de la STA présente une conicité de champ, mais cette approche repose toutefois sur le fait que cette conicité est faible. Compte tenu des autres effets inconnus, on estime que l'incertitude attribuée aux effets de l'emplacement et des mâts est de 0,2 dB au total pour un emplacement d'étalonnage qui satisfait aux exigences CALTS à 1,0 dB près.

- N27) Dans le mesurage par la méthode SAM qui utilise la polarisation verticale, la séparation des antennes dans l'étalonnage de l'AUC est fixée comme étant de 10 m au moins, ce qui correspond pratiquement à la même condition que pour l'étalonnage de la STA. Par conséquent, les effets de champ proche peuvent être négligeables dans le mesurage V_{STA} . D'autre part, on peut estimer que l'erreur due au couplage mutuel avec la représentation au sol est de 0,2 dB environ pour une hauteur d'antenne de 1,75 m par référence à la Figure C.6 c) (voir C.6.1).

- N28) L'erreur de 0,04 dB donnée dans le Tableau 12 (voir 9.3.3) est produite pour $h_i = 0$ m et $h_j = 1,75$ m par l'Équation (28) (voir 7.3.3) avec le signe moins modifié en signe plus, où les antennes STA et AUC sont placées à tour de rôle à une distance $d = 10$ m, avec une erreur de 0,05 m.
- N29) Pour l'étalonnage des antennes biconiques par la méthode SAM qui utilise la polarisation verticale, une différence de 0,01 m entre les hauteurs des antennes STA et AUC peut entraîner une différence de 0,002 dB dans le facteur $(V_{STA} - V_{AUC})$, qui est estimée pour $h_i = 0$ m et $h_j = 1,75 \pm 0,01$ m à partir de l'Équation (28) (voir 7.3.3) avec le signe moins modifié en signe plus.
- N30) Pour l'étalonnage des antennes hybrides, il convient de tenir compte d'une incertitude supplémentaire en raison des incertitudes de la position des centres de phase et du couplage mutuel avec la représentation au sol. Le Tableau 12 (voir 9.3.3) suppose une erreur de 0,3 dB pour cette composante de l'incertitude.
- N31) Dans le Tableau 13 (voir 9.4.2.2), les antennes sont à polarisation verticale et disposées pour $d = 2,5$ m et $h_i = h_j = 4$ m au-dessus d'un plan de masse de référence métallique, où l'onde réfléchie sur le sol influe sur l'antenne de réception à un angle de dépression de 73° . Pour cet angle, la Figure C.12 a), la Figure C.12 b), la Figure C.13 a) et la Figure C.13 b) (C.7.3 et C.7.4) impliquent que les antennes LPDA et hybrides ont des facteurs d'antenne d'environ 10 dB (= 3,2 fois supérieurs) supérieurs à ceux de l'axe de visée. En conséquence, l'onde réfléchie sur le sol peut modifier la SIL de 0,27 dB [c'est-à-dire $(1/r_{ij}) \times 0,32^2$] ou moins par rapport à la SIL induite par la seule onde directe (c'est-à-dire $1/R_{ij}$). Afin de réduire les effets indésirables de la réflexion sur le sol à moins de 0,2 dB comme cela est indiqué dans le Tableau 13, il convient de placer des matériaux absorbants ayant un affaiblissement de réflexion > 3 dB (coefficient de réflexion = 0,71) dans la région de réflexion spéculaire sur le plan de masse de référence métallique comme cela est illustré à la Figure 19 (voir 9.4.4), ou il convient d'élever les antennes à une position nettement supérieure à 4 m au-dessus du plan de masse de référence métallique.
- N32) La simulation informatisée montre qu'une erreur relative à la hauteur d'antenne de 0,01 m peut produire une contribution à l'incertitude de 0,03 dB ou moins au niveau du facteur F_a pour les antennes LPDA à polarisation verticale. Dans ce cas, le coefficient de sensibilité est unitaire.
- N33) Il s'agit de l'erreur pour laquelle le centre de phase des antennes est prévu à une fréquence donnée. La contribution du centre de phase est applicable aux antennes LPDA et hybrides. Voir 7.5.2 et N17) pour des détails. Une contribution à l'incertitude résiduelle de 0,18 dB est indiquée dans le Tableau 13 (voir 9.4.2.2) supposant que la prévision du centre de phase peut être réalisée avec une erreur de 2,5 cm pour une séparation $d = 2,5$ m.

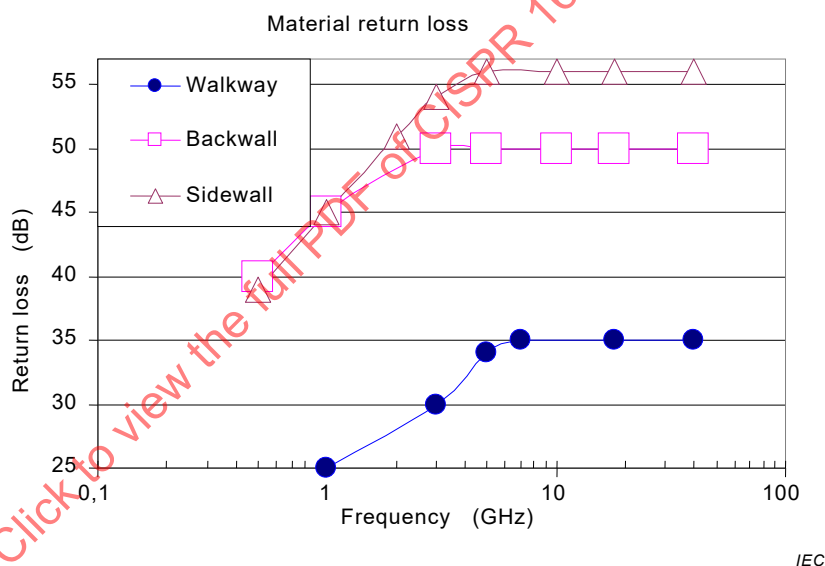
Cependant, pour des antennes LPDA et hybrides, il convient d'évaluer cette incertitude. À titre d'exemple, soit l'étalonnage des antennes LPDA dotées d'éléments doublets résonnants à 300 MHz et 1 000 MHz et séparés de 0,5 m. Dans ce cas, pour la séparation des antennes de référence de 10 m, la séparation réelle devient 10,5 m à 300 MHz et 9,5 m à 1 000 MHz. Une estimation grossière mettant en œuvre la règle d'atténuation $1/R$ introduit une erreur de 0,45 dB, tout au plus, dans les mesurages de SA ou de SIL. Une évaluation plus précise peut être réalisée par simulation informatisée. En conséquence, comme cela est expliqué en 7.5.2, il convient d'effectuer la correction pour la position du centre de phase pour réduire l'incertitude, en particulier dans les mesurages de SIL représentés sur la Figure 18 (voir 9.4.1).

- N34) La Figure C.6 f) (voir C.6.1) montre qu'une hauteur d'antenne de plus de 4 m est considérée comme suffisante pour réduire les effets d'un plan de masse de référence métallique à moins de 0,05 dB pour une antenne LPDA à polarisation horizontale. En conséquence, pour les antennes LPDA à polarisation verticale, les effets d'un plan de masse de référence métallique sont supposés être inférieurs à 0,05 dB. Eu égard au couplage des antennes de proximité, la Figure C.5 d) (voir C.5) indique qu'une séparation d'antennes de 2,5 m peut générer une erreur de 0,08 dB au niveau du facteur d'antenne déduit. La réflexion indésirable des mâts d'antenne et les autres réflexions peuvent être ignorées, du fait des petits lobes arrière étroits des antennes LPDA. En règle générale, le Tableau 14 (voir 9.5.1.4) inclut une erreur de 0,2 dB au

total pour les effets indésirables du champ proche et du couplage mutuel des antennes. On suppose que le coefficient de sensibilité est unitaire.

- N35) La réflectivité du matériau absorbant de la chambre peut dépendre de la fréquence. La Figure E.3 illustre l'affaiblissement de réflexion de trois types de matériau utilisés dans une chambre anéchoïque. L'affaiblissement de réflexion des matériaux augmente de 1 GHz à 6 GHz, mais reste toutefois très performant à partir d'une fréquence de 6 GHz et au-delà. La réflexion la plus défavorable à une fréquence de 1 GHz a été utilisée comme base d'estimation de l'incertitude dans la gamme de fréquences comprise entre 1 GHz et 6 GHz.

Le Tableau 14 (voir 9.5.1.4) suppose un montage d'antennes pour $d = 3$ m et $h_i = h_r = 1,5$ m au-dessus de matériaux absorbants ayant un affaiblissement de réflexion de 25 dB (c'est-à-dire un coefficient de réflexion = 0,056), où l'onde réfléchie sur le sol influe sur l'antenne de réception à un angle de dépression de 45° environ. Pour cet angle, les modèles de rayonnement pour des fréquences de 1 GHz et 6 GHz tracés à la Figure C.14 a), la Figure C.15 b), la Figure C.16 a) et la Figure C.17 b) (voir C.7.5) impliquent que les antennes cornets et LPDA ont des facteurs d'antenne d'environ 5 dB (= 1,8 fois) supérieurs aux facteurs d'antenne dans l'axe de visée. En conséquence, l'onde réfléchie sur le sol peut modifier la valeur SIL de 0,11 dB [c'est-à-dire $(1/r_{ij}) \times (0,56^2) \times (0,056)$] ou moins par rapport à la valeur SIL induite par la seule onde directe (c'est-à-dire $1/R_{ij}$). Compte tenu des autres effets inconnus, le Tableau 14 adopte une erreur de 0,2 dB pour les effets de l'emplacement sur les mesurages de SIL. La même considération s'applique à la gamme comprise entre 6 GHz et 18 GHz.



Légende

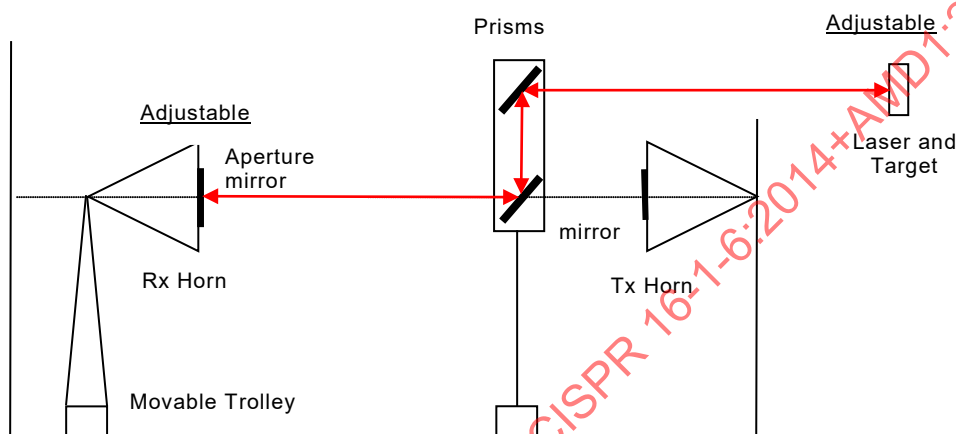
Anglais	Français
Return loss	Affaiblissement de réflexion
Material return loss	Affaiblissement de réflexion des matériaux
Walkway	Passerelle
Backwall	Paroi arrière
Sidewall	Paroi latérale
Frequency	Fréquence

Figure E.3 – Réflectivité des matériaux absorbants de la chambre

- N36) Comme le montrent la Figure C.14 c) et la Figure C.15 c,) (C.7.5), les antennes DRH sont supposées avoir une demi-largeur de faisceau de puissance de 10° à une fréquence de 18 GHz. Dans ce cas, le diagramme de rayonnement en amplitude peut

être exprimé de manière approximative sous la forme $\cos(45^\circ \times \phi/10^\circ)$ pour un angle d'azimut ϕ . Un système laser de décalage peut obtenir un alignement meilleur que 1° des antennes d'émission et de réception, ce qui donne une erreur d'environ 0,05 dB [$= 20 \lg \cos^2(45^\circ \times 1/10^\circ)$] dans les mesurages de SIL.

Le système laser présenté sur la Figure E.4 se compose: 1) d'un laser et d'une cible installés sur un montage ajustable; 2) de deux prismes à angle droit intégrés dans un cadre (par l'ajustement des positions de faisceau incident, le faisceau peut quitter le cadre dans les directions d'émission ou de réception); 3) de deux miroirs montés sur les ouvertures des cornets. Du fait que les diagrammes d'antenne ne sont pas toujours symétriques, un nouveau mesurage suite à une rotation à un angle de 180° constitue une méthode pratique de vérification de l'alignement des antennes, et de réduction de l'erreur de défaut d'alignement.



Légende

Anglais	Français
Adjustable	Ajustable
Prisms	Prismes
Aperture mirror	Miroir d'ouverture
Mirror	Miroir
Laser and target	Laser et cible
Horn	Cornet
Movable trolley	Chariot amovible

Figure E.4 – Système d'alignement laser

N37) Lorsque la distance de séparation des antennes est définie entre deux ouvertures, l'erreur relative aux centres de phase peut être donnée, en référence à la Figure 15 (voir 7.5.3.1), par

$$\delta_{\text{centre de phase}} = 20 \lg \left(\frac{d + d_1 + d_2}{d} \right) \quad (\text{E.2})$$

Les distances d_1 et d_2 des centres de phase par rapport aux ouvertures des antennes peuvent être déterminées par les mesurages décrits en 7.5.3 ou des calculs numériques. La contribution à l'erreur estimée dans le Tableau 14 (voir 9.5.1.4) suppose que les centres de phase, $d_1 = d_2 = 0,1$ m, peuvent être déterminés avec une erreur de 0,05 m pour $d = 3,0$ m sur la base des données expérimentales relatives aux antennes DRH, à savoir $[(3 + 2 \times 0,1) - (2 \times 0,05)] / (3 + 2 \times 0,1) = 0,97$ (c'est-à-dire -0,28 dB).

N38) L'incertitude associée au couplage mutuel entre les antennes peut être réduite par lissage, comme cela est expliqué en D.2. Pour les antennes cornets dans la gamme de fréquences comprise entre 1 GHz et 18 GHz, l'erreur maximale issue du couplage

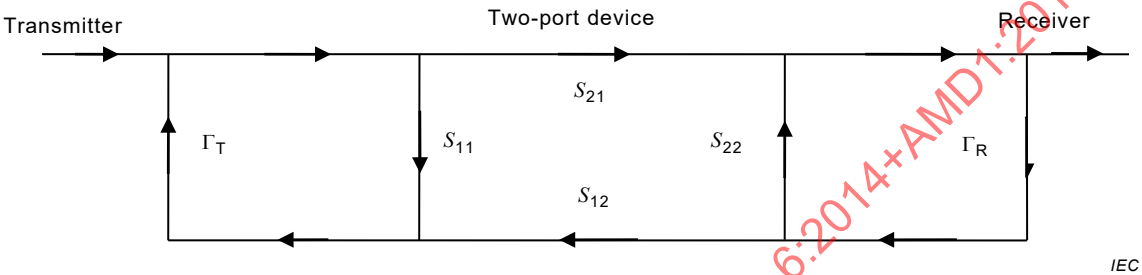
mutuel après le calcul de la moyenne de la distance était de 0,2 dB. L'erreur estimée s'inscrit dans le cadre de la condition d'une distance de séparation de 3 m ou plus. Pour une distance de séparation réduite, un budget d'incertitude de mesure distinct peut se révéler nécessaire.

- N39) L'incertitude élargie attribuée à l'étalonnage d'antennes par les méthodes SAM et TAM pour $F_a(h,H)$ est présentée dans le Tableau B.3 et le Tableau B.5 (respectivement B.4.2.1 et B.4.3.1). Les coefficients de sensibilité mentionnés dans ces tableaux sont donnés par l'Équation (B.3) (voir B.4.2.2).
- N40) La valeur moyenne des facteurs d'antenne dépendant de la hauteur, mesurée avec le montage d'antennes spécifié dans le Tableau B.2 (voir B.4.2.1) est en théorie différente du facteur d'antenne en espace libre de 0,15 dB au plus pour les antennes biconiques [24], comme le montrent le Tableau B.4 et le Tableau B.6 (B.4.2.2 et B.4.3.2). On estime également que l'écart théorique pour les antennes doublets accordés est de 0,30 dB. Si cet écart théorique n'est pas corrigé dans les résultats de mesure, l'incertitude-type composée peut être évaluée à partir de l'écart-type du facteur de correction et de l'incertitude-type de mesure à l'aide d'un calcul RSS, conformément au Guide ISO/IEC 98-3.

Annexe F
(informative)

Incertitudes de désadaptation dues à un dispositif à deux ports
connecté entre un port d'émission et un port de réception

La Figure F.1 illustre un graphe de fluence de signal d'un dispositif à deux ports connecté entre un port d'émission et un port de réception. Quatre paramètres de diffusion représentent le dispositif à deux ports, qui peut être un câble, un adaptateur ou un atténuateur. Γ_T et Γ_R sont les coefficients de réflexion du port d'émission et de réception, respectivement.



Légende

Anglais	Français
Transmitter	Émetteur
Two-port device	Dispositif à deux ports
Receiver	Récepteur

Figure F.1 – Schéma de fluence d'un dispositif à deux ports
entre un port d'émission et un port de réception

Par l'application des quatre règles de réduction données par Kuhn [43], le graphe de fluence de signal peut être réduit à un parcours de connexion unique de deux nœuds, comme indiqué ci-dessous. Pour simplifier la dérivation, à la Figure F.2, V_T et V_R représentent les tensions au port d'émission et au port de réception respectivement.

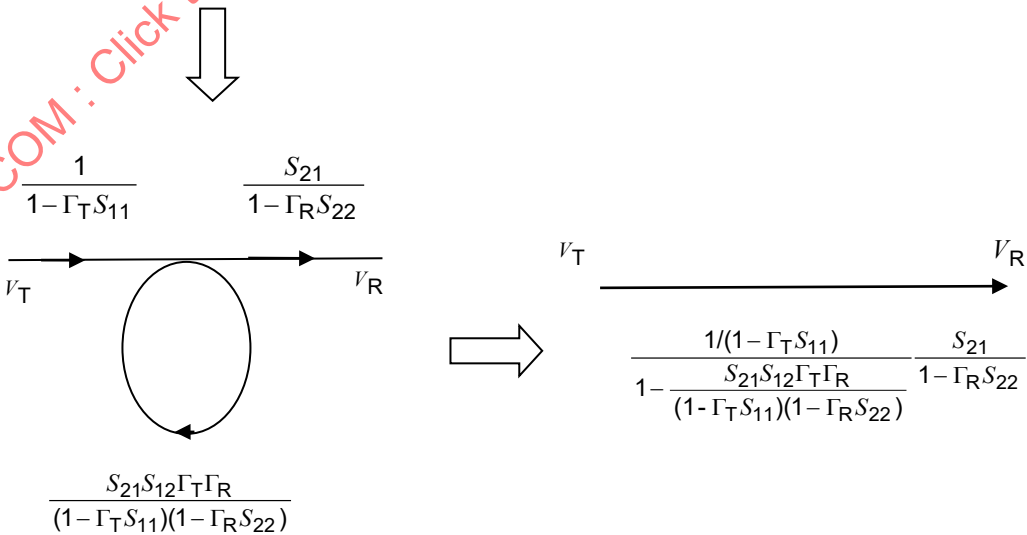


Figure F.2 – Réduction de la fluence de signal

Par conséquent, le rapport de V_T et V_R , dans un système avec désadaptation, peut être exprimé sous la forme

$$\left. \frac{V_R}{V_T} \right|_{\text{désadaptation}} = \frac{S_{21}}{1 - \Gamma_T S_{11} - \Gamma_R S_{22} - S_{12} S_{21} \Gamma_T \Gamma_R - S_{11} S_{22} \Gamma_T \Gamma_R} \quad (\text{F.1})$$

Pour une ligne de transmission à adaptation parfaite avec $\Gamma_T = \Gamma_R = 0$, l'Équation (F.1) se réduit à

$$\left. \frac{V_R}{V_T} \right|_{\text{adaptation}} = S_{21} \quad (\text{F.2})$$

Par comparaison de ces deux cas, l'incertitude de désadaptation en dB pour un dispositif à deux ports peut être estimée par

$$\begin{aligned} M_{\text{dB}} &= 20 \lg \left\{ \left(\left. \frac{V_R}{V_T} \right|_{\text{désadaptation}} \right) / \left(\left. \frac{V_R}{V_T} \right|_{\text{adaptation}} \right) \right\} \\ &= 20 \lg \left\{ \left(\frac{S_{21}}{1 - \Gamma_T S_{11} - \Gamma_R S_{22} - S_{12} S_{21} \Gamma_T \Gamma_R - S_{11} S_{22} \Gamma_T \Gamma_R} \right) / S_{21} \right\} \\ &= 20 \lg \left(\frac{1}{1 - \Gamma_T S_{11} - \Gamma_R S_{22} - S_{12} S_{21} \Gamma_T \Gamma_R - S_{11} S_{22} \Gamma_T \Gamma_R} \right) \end{aligned} \quad (\text{F.3})$$

Considérant que les coefficients de réflexion Γ_T et Γ_R sont nettement inférieurs à 1, on peut estimer la plage d'incertitudes de désadaptation par les amplitudes des paramètres S , sous la forme

$$M_{\text{dB}}^{\pm} = 20 \lg \left[1 \pm \left(|\Gamma_T| |S_{11}| + |\Gamma_R| |S_{22}| + |\Gamma_T| |\Gamma_R| |S_{11}| |S_{22}| + |\Gamma_T| |\Gamma_R| |S_{21}|^2 \right) \right] \quad (\text{F.4})$$

Pour un dispositif à deux ports de bonne qualité, et en supposant le même coefficient de réflexion Γ_p pour les deux ports d'émission et de réception, l'Équation (F.4) peut être simplifiée davantage sous la forme

$$M_{\text{dB}}^{\pm} = 20 \lg \left[1 \pm \left(2 |\Gamma_p| |S_{11}| + |\Gamma_p|^2 |S_{21}|^2 \right) \right] \quad (\text{F.5})$$

Annexe G (informative)

Méthode de vérification pour l'étalonnage des antennes monopôles et analyse d'incertitude de la méthode ECSM

G.1 Méthode de vérification pour l'étalonnage des antennes monopôles par la méthode des ondes planes dans une gamme de fréquences de 5 MHz à 30 MHz

G.1.1 Méthode d'étalonnage

Une antenne monopôle est éclairée par une onde plane sur un plan de masse de référence conducteur plat de grandes dimensions, en utilisant une antenne monocone de grandes dimensions afin de transmettre un champ à polarisation verticale vers l'AUC située à une distance ≥ 15 m. Voir A.2.4 pour la description de l'antenne monocone. Il est fortement recommandé que la surface du plan de masse de référence soit au moins de 30 m par 20 m; toutefois, étant donné que la longueur d'onde à une fréquence de 5 MHz est de 60 m, il convient d'interpréter avec prudence les résultats en dessous d'une fréquence de 10 MHz.

Pour l'étalonnage d'une antenne monopôle à utiliser conformément à la CISPR 25 [4], la surface supérieure de son système d'adaptation est placée sous, et en contact électrique, avec le plan de masse de référence d'un OATS théorique. L'AUC est remplacée par une antenne monopôle calculable (c'est-à-dire une STA) dont le $F_a(\text{STA})$ est utilisé pour calculer le $F_a(\text{AUC})$ de l'AUC. En dessous d'une fréquence de 5 MHz, le signal est très faible dans la mesure où les impédances propres des antennes monopôles sont très élevées. Une solution consiste à utiliser une antenne monopôle plus longue comme STA, mais, dans la pratique, la vérification de la méthode ECSM dans la gamme comprise entre 5 MHz et 30 MHz assure également une confiance suffisante dans l'étalonnage ECSM en dessous d'une fréquence de 5 MHz; par conséquent, il n'est pas essentiel d'utiliser la méthode des ondes planes en dessous de cette fréquence.

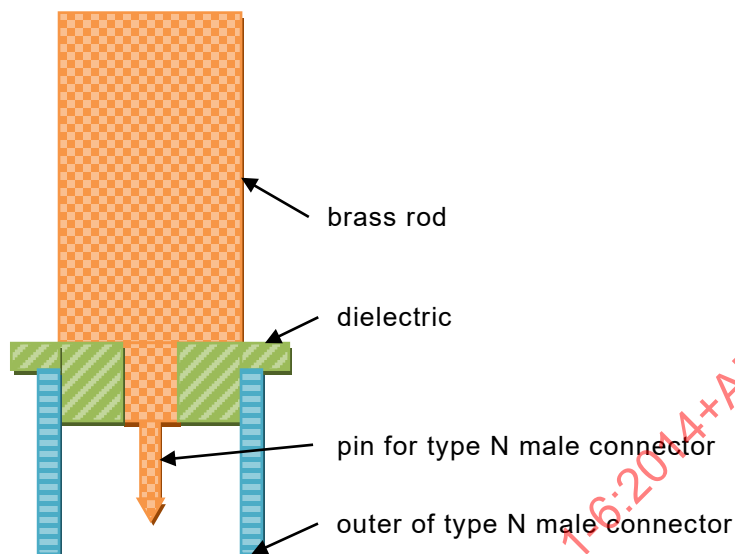
NOTE 1 Il peut être possible d'utiliser une surface de plan de masse de référence de moins de 30 m par 20 m, mais ceci est à vérifier par comparaison avec un plan de masse de référence ayant au moins cette dimension. Au lieu de générer un champ par une antenne d'émission, une autre solution consiste à réaliser un montage de TEM stripline, la hauteur de la surface conductrice supérieure sur le plan de masse de référence étant environ deux fois supérieure à la hauteur de l'AUC monopôle. La méthode d'étalonnage est la même, hormis que l'AUC est remplacée par la STA au centre de la surface de la stripline.

NOTE 2 Au lieu d'utiliser un CALTS, on peut aussi utiliser une cellule GTEM de grandes dimensions pouvant couvrir toute la gamme comprise entre 9 kHz et 30 MHz; une vérification supplémentaire est nécessaire lorsque cette technique est utilisée, au moyen d'une antenne monopôle selon la description de [40].

La STA peut être un fouet en laiton d'une longueur de 1,0 m et d'un diamètre de 10 mm, alimenté au niveau du plan de masse de référence par un connecteur de cloison de type N femelle dont l'autre extrémité sous le plan de masse de référence est connectée à la source de signal. Le laiton est approprié étant donné qu'il peut être soudé à la broche mâle reliée au connecteur de cloison de type N femelle. La Figure G.1 décrit un diagramme de l'ensemble du fouet et d'un connecteur de type N mâle; le conducteur extérieur est fileté sur la partie intérieure, tout comme l'est le matériau diélectrique sur la partie extérieure, de sorte que la profondeur de la broche peut être ajustée. La longueur du fouet à utiliser dans le calcul de $F_a(\text{STA})$ par le code NEC est déterminée par le mesurage, jusqu'à la première fréquence de résonance, de la SIL entre une paire d'antennes monopôles identiques; la longueur du fouet pour le calcul NEC correspond à $\lambda/4$ à cette fréquence.

La valeur de $F_a(\text{STA})$ peut être calculée à l'aide de C.2.5.2 de la CISPR 16-1-5:2014. La valeur calculée peut être vérifiée par le mesurage de SIL, $A_{i,m}$, entre deux antennes monopôles identiques à fouet en laiton et par la comparaison de ce niveau avec la valeur

théorique de SIL, $A_{i,t}$. L'incertitude de F_a (STA) correspond environ à la moitié de la différence entre $A_{i,m}$ et $A_{i,t}$. Ceci sert également de méthode de validation de l'emplacement, tel que décrit au 7.1 de la CISPR 16-1-5:2014. Sous réserve que la base de l'antenne monopôle soit en contact électrique avec un plan de masse de référence suffisamment grand, l'utilisation de F_a (AUC) permet une mesure précise de l'intensité de champ électrique.



IEC

Légende

Anglais	Français
Brass	Laiton
Dielectric	Diélectrique
Pin for type N male	Broche de connecteur mâle de type N
Outer of type N male connector	Conducteur extérieur du connecteur mâle de type N

Figure G.1 – Diagramme illustrant la méthode de connexion du fouet en laiton au connecteur de cloison de type N mâle

G.1.2 Évaluation d'incertitude pour l'étalonnage d'antennes monopôles par la méthode des ondes planes

Un exemple de budget d'incertitude de mesure est donné dans le Tableau G.1.

**Tableau G.1 – Exemple de budget d'incertitude de mesure du F_a
d'une antenne monopôle au moyen de la SAM**

Source d'incertitude ou grandeur X_i	Valeur dB	Loi de probabilité	Diviseur	Sensibilité	u_i dB	Note
Linéarité VNA	0,15	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	0,09	–
Répétabilité du connecteur (BNC)	0,05	Normale	1	1	0,05	–
Désadaptation	0,36	En U	$\sqrt{2}$	1	0,25	–
Incertitude de la SAM en raison de hauteurs différentes	0,1	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	0,06	–
AF de la STA	0,3	Normale	1,00	1	0,30	–
Incertitude-type composée u_c					0,41	–
Incertitude élargie U ($k = 2$)					0,82	

G.2 Analyse d'incertitude de l'ESCM

G.2.1 Effet d'une longueur de fouet de plus de $\lambda/8$

La Figure G.2 illustre l'effet de la longueur de fouet sur la capacité de l'antenne. Lorsque $\lambda/h < 8$, la capacité augmente rapidement, de même que l'erreur de calcul du facteur F_{ac} . La Figure G.3 illustre les variations de capacité propre C_a d'un fouet de 1 m en fonction de la fréquence et du diamètre de fouet telles qu'elles sont calculées au moyen de l'Équation (4) (voir 5.1.2.2). De plus, la Figure G.4 montre les hauteurs effectives de fouets de différentes longueurs telles qu'elles sont évaluées au moyen des Équations (3) et (5) (voir 5.1.2.2). Ces figures supposent que la capacité propre et la hauteur effective d'une antenne monopôle à fouet de 1 m augmentent rapidement avec la fréquence à plus de 10 MHz.

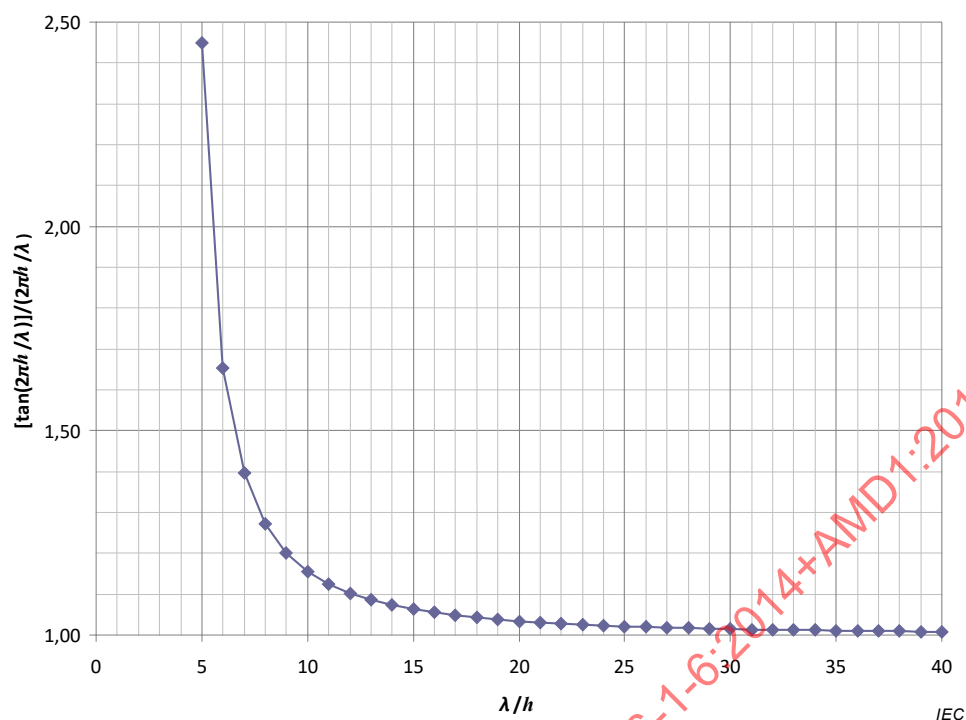
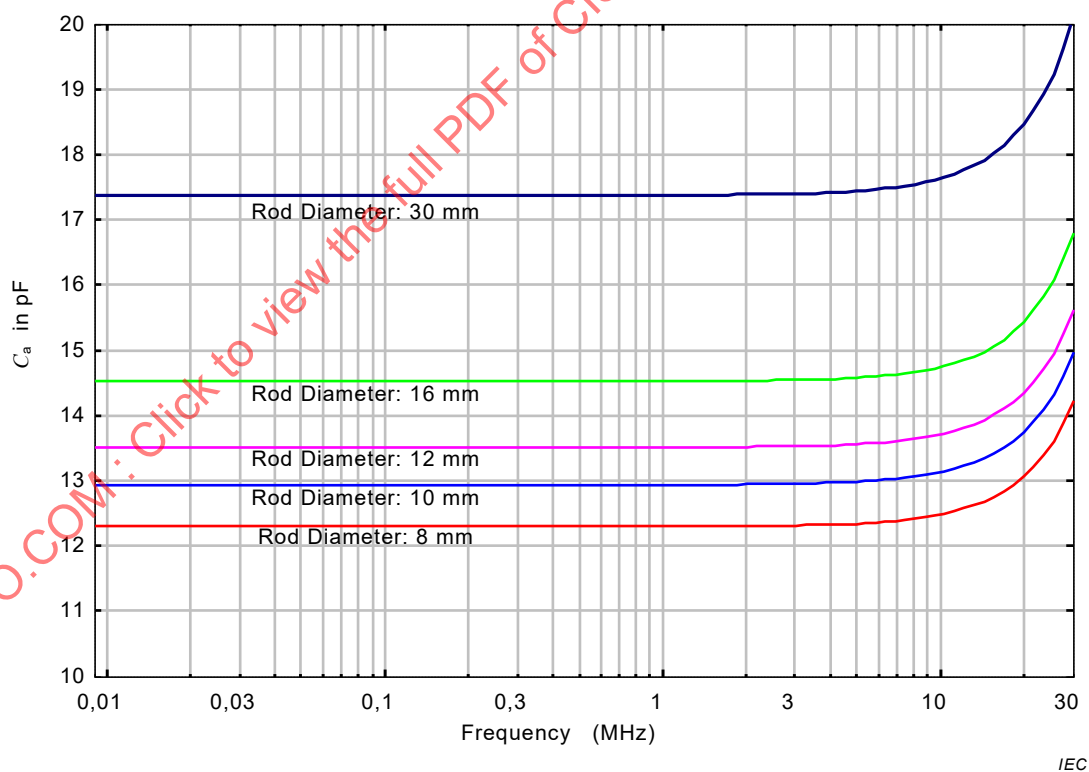


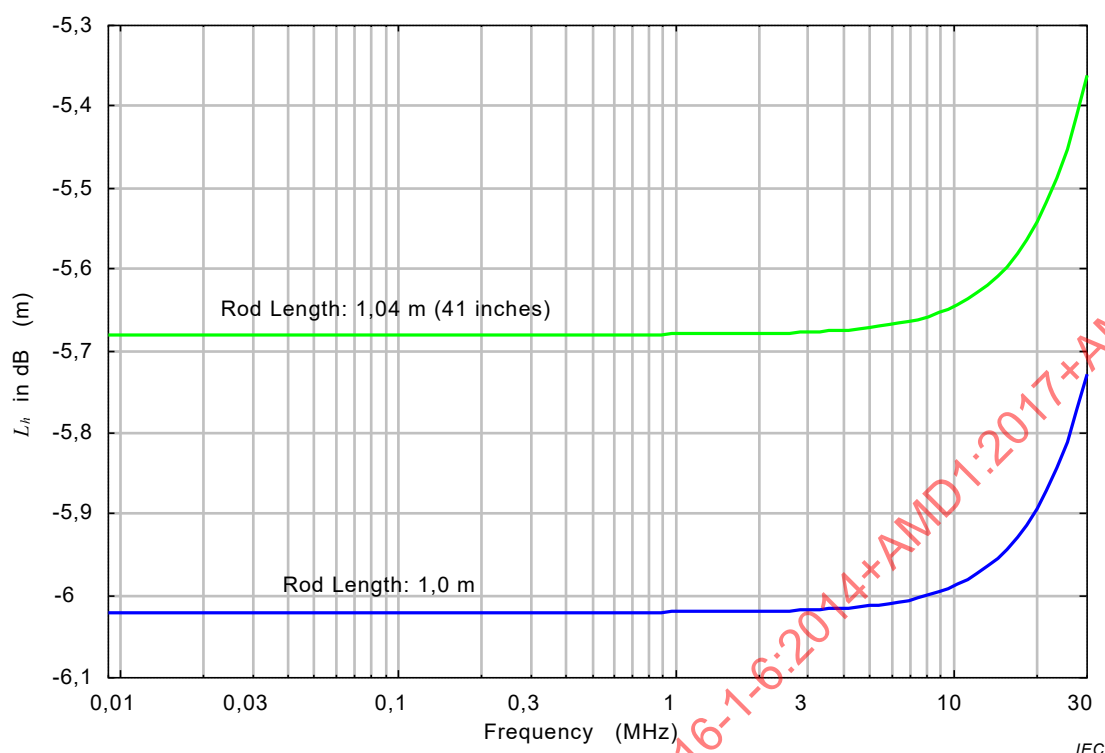
Figure G.2 – Graphique de l'amplitude du terme du rapport $\tan(\dots)$ dans l'Équation (4) de 5.1.2.2



Légende

Anglais	Français
Rod diameter	Diamètre du fouet
C_a in pF	C_a en pF
Frequency	Fréquence

Figure G.3 – Représentation graphique de l'Équation (4) de 5.1.2.2, capacité propre C_a d'une antenne monopôle d'une longueur de 1 m



Légende

Anglais	Français
Rod length: 1,04 m (41 inches)	longueur du fouet: 1,04 m (41 pouces)
L_h in dB(m)	L_h en dB(m)
Frequency	Fréquence

**Figure G.4 – Représentation graphique de l'Équation (5) de 5.1.2.2
facteur de correction de la hauteur L_h**

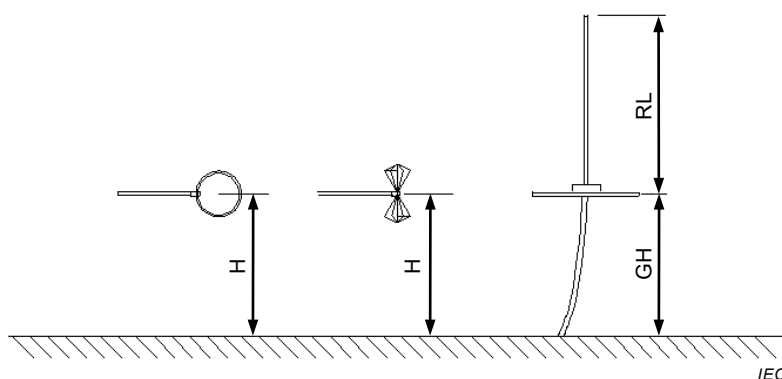
G.2.2 Effet sur le facteur AF d'une antenne monopôle montée sur un trépied

Une antenne monopôle est parfois montée sur un contrepoids (voir aussi 5.1) installé sur un trépied, qui peut réduire le facteur AF de plusieurs dB, par comparaison avec le facteur AF mesuré avec le système d'adaptation placé sur le plan de masse de référence ou par la méthode ECSM. Le présent paragraphe ne s'applique pas au mesurage de l'intensité de champ lorsque le contrepoids de l'antenne est connecté à un banc de montage métallique. Il s'applique aux installations de mesure des perturbations rayonnées où l'antenne comportant le contrepoids est élevée à une certaine hauteur au-dessus d'un plan de masse de référence métallique.

La Figure G.5 [60] représente une antenne monopôle élevée (par exemple, placée sur un trépied), une antenne boucle et une antenne biconique (ou doublet) éclairées par une onde plane. L'antenne monopôle est alimentée par un câble coaxial situé à la verticale du sol; lorsque cette antenne est active, elle peut comporter un câble d'alimentation électrique situé également à la verticale du sol. En supposant la présence d'une antenne source très éloignée en longueur d'onde, l'intensité de champ sur RL + GH est presque constante et indépendante de la hauteur au-dessus du sol.

Des conditions analogues peuvent être prévues dans une structure ouverte (stripline) en mode TEM dont la plaque est située au-dessus d'un plan de masse de référence métallique, à une hauteur environ deux fois supérieure à la hauteur de l'antenne monopôle montée. Alors que la sortie des antennes symétriques est pratiquement indépendante de la hauteur d'antenne, l'antenne monopôle verticale comportant des câbles fixés fournit des tensions de sortie qui dépendent de la hauteur au-dessus du sol, ce qui entraîne une réduction du facteur

d'antenne avec l'augmentation de la hauteur. Par exemple, dans le cas d'une antenne monopôle élevée de 1,2 m au-dessus du sol, on a observé une augmentation du signal de 6 dB [60].



Légende

- H est la hauteur de l'antenne au-dessus du sol;
RL est la longueur du fouet;
GH est la hauteur au-dessus du sol de la base de l'antenne monopôle.

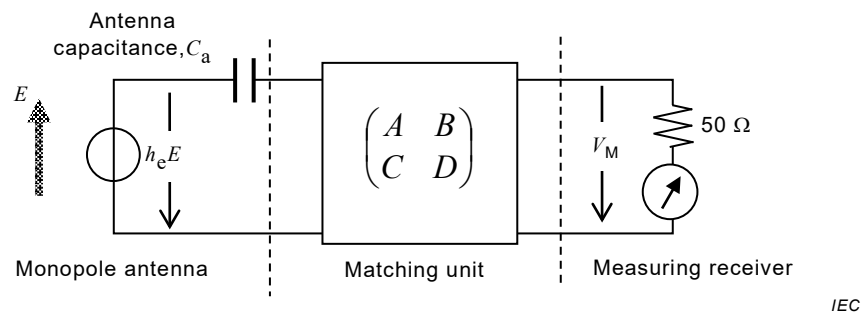
Figure G.5 – Montage d'étalonnage composé d'une antenne biconique, d'une antenne boucle et d'une antenne monopôle élevée avec des câbles d'alimentation verticaux

G.2.3 Antenne monopôle recevant un champ électrique

Lorsqu'une antenne monopôle reçoit une onde plane d'intensité de champ E en ($\mu\text{V}/\text{m}$), elle induit une tension source RF $h_e E$ en (μV) et génère une tension RF V_M en (μV) à l'entrée d'un récepteur de mesure. La Figure G.6 montre un circuit équivalent. Le symbole h_e représente la hauteur effective de l'antenne en m. La capacité C_a en pF est intégrée dans cette figure afin de simuler la réactance de l'élément rayonnant de l'antenne (c'est-à-dire le fouet). Le système d'adaptation de l'antenne est représenté par une matrice de chaîne ($ABCD$).

Dans cette configuration, le facteur d'antenne de l'antenne monopôle Φ est défini par l'Équation (G.1).

$$\Phi = \frac{E}{V_M} \text{ en m}^{-1} \quad (\text{G.1})$$



Légende

Anglais	Français
Antenna capacitance	Capacité de l'antenne
Monopôle antenna	Antenne monopôle
Matching unit	Système d'adaptation
Measuring receiver	Récepteur de mesure

Figure G.6 – Représentation de circuit équivalent pour un système d'antennes monopôles

G.2.4 Méthode ECSM

Le montage d'étalonnage propre à la méthode ECSM spécifiée en 5.1.2 est représenté de manière schématique à la Figure G.7. Le montage d'étalonnage de la Figure G.7 peut être représenté comme un circuit électriquement équivalent comme cela est illustré à la Figure G.8 [65].

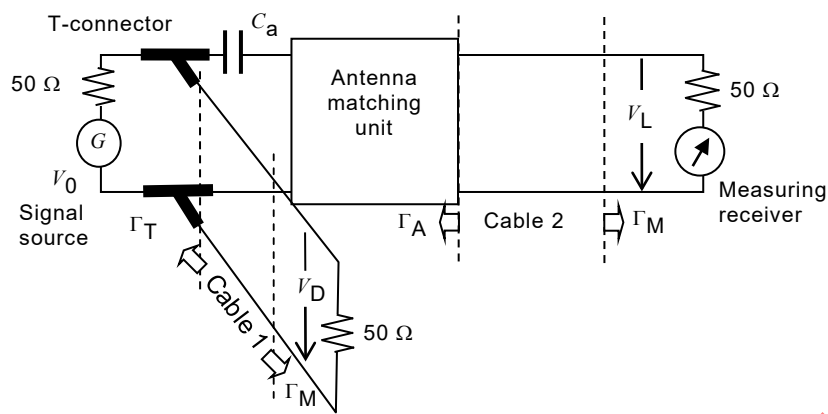
A la Figure G.8, la méthode ECSM suppose que l'impédance de C_a est bien plus grande que l'impédance source de $25\ \Omega$ étant donné que C_a est habituellement d'environ $10\ \text{pF}$, l'impédance étant alors d'environ $530\ \Omega$ à une fréquence de $30\ \text{MHz}$. Ainsi, le circuit de la Figure G.8 peut être représenté de manière approximative par le circuit de la Figure G.9.

La comparaison de la Figure G.9 avec la Figure G.6 donne la relation suivante:

$$\frac{V_D}{V_L} = \frac{h_e E}{V_M} \tag{G.2}$$

Par conséquent, le facteur d'antenne de l'antenne monopôle est donné par:

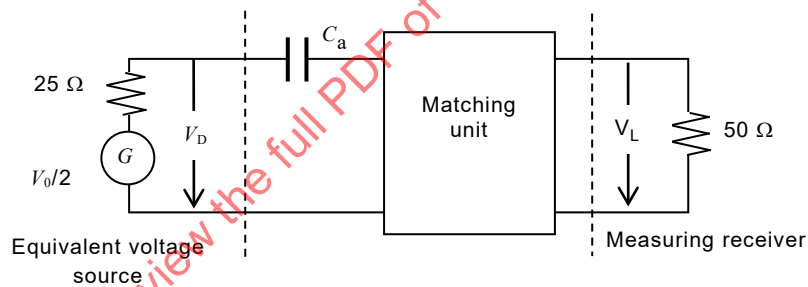
$$\Phi = \frac{E}{V_M} = \frac{V_D}{V_L} \frac{1}{h_e} \text{ en m}^{-1} \tag{G.3}$$



Légende

Anglais	Français
T-connector	Connecteur en T
Signal source	Source de signal
Antenna matching unit	Système d'adaptation de l'antenne
Cable	Câble
Measuring receiver	Récepteur de mesure

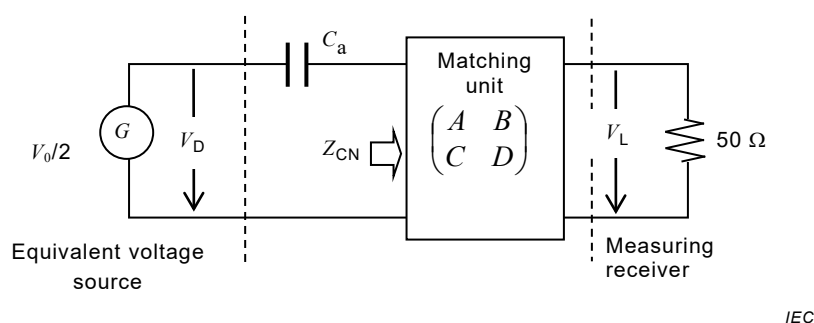
Figure G.7 – Etalonnage de l'antenne monopôle à l'aide de la méthode ECSM



Légende

Anglais	Français
Matching unit	Système d'adaptation
Equivalent voltage source	Source de tension équivalente
Measuring receiver	Récepteur de mesure

Figure G.8 – Représentation de circuit équivalent pour la méthode ECSM



Légende

Anglais	Français
Matching unit	Système d'adaptation
Equivalent voltage source	Source de tension équivalente
Measuring receiver	Récepteur de mesure

Figure G.9 – Représentation de circuit simplifiée pour la Figure G.8

G.2.5 Incertitudes associées à la méthode ECSM

G.2.5.1 Considérations générales

La méthode ECSM exige les valeurs de la hauteur effective h_e , et de la capacité du fouet C_a , qui peuvent être calculées à partir des Équations (3) et (4) (voir 5.1.2.2). Toutefois, ces équations supposent que l'antenne monopôle se situe sur un plan de masse de référence suffisamment grand, par exemple, 30 m par 20 m ou plus; c'est-à-dire que la base du fouet est alimentée via un connecteur coaxial de cloison du plan de masse de référence. En conséquence, l'analyse d'incertitude décrite dans ce paragraphe est basée également sur cette hypothèse.

Dans la pratique, une réactance parasite peut exister entre le fouet et le plan de masse de référence (contrepois), ainsi que dans une antenne fictive (représentée sur la Figure 3; voir 5.1.2.4), ce qui entraîne une différence de la capacité d'antenne et de la hauteur effective par rapport à celles données par les Équations (3) et (4) (voir 5.1.2.2). En conséquence, il convient d'analyser une telle réactance parasite afin de réduire l'incertitude [36], [40].

G.2.5.2 Incertitude due à la capacité d'antenne

La Figure G.7 montre un circuit équivalent pour le montage ECSM représenté sur la Figure 1 (voir 5.1.2.3.2) où un analyseur de réseau est utilisé. Toutefois la Figure G.7 est également applicable au montage de la Figure 2 (voir 5.1.2.3.3) où sont utilisés un générateur de signaux et un récepteur de mesure. Sur la Figure G.9, l'impédance d'entrée Z_{CN} du système d'adaptation avec une charge de 50 Ω est donnée par:

$$Z_{CN} = \frac{50A + B}{50C + D} \quad (G.4)$$

Avec cette impédance, le facteur d'antenne peut être exprimé sous la forme

$$\Phi = \frac{1}{h_e} \frac{V_D}{V_L} = \frac{1}{h_e} \frac{50C + D}{50} \left(\frac{1}{j\omega C_a} + Z_{CN} \right) \text{ en m}^{-1} \quad (G.5)$$

Si la capacité d'antenne est légèrement modifiée de C_a en C_a' dans un mesurage ECSM réel, le facteur d'antenne déduit passe de la valeur d'origine Φ à la valeur Φ' donnée par

$$\frac{\Phi'}{\Phi} = \frac{(1/j\omega C'_a) + Z_{CN}}{(1/j\omega C_a) + Z_{CN}} \approx \frac{j\omega C_a}{j\omega C'_a} [1 + j\omega(C'_a - C_a)Z_{CN}] \approx \frac{C_a}{C'_a} \quad (G.6)$$

L'expression approchée de l'Équation (G.6) est valable lorsque l'impédance du condensateur d'antenne est nettement supérieure à celle du système d'adaptation, Z_{CN} . Par conséquent, l'erreur relative à la capacité d'antenne ε_C en pF peut entraîner une erreur au niveau du facteur d'antenne déduit donné par:

$$\varepsilon_{Ca}(F_a) = F'_a - F_a = 20 \lg\left(\frac{\Phi'}{\Phi}\right) \approx 20 \lg\left(\frac{C_a}{C'_a}\right) = 20 \lg\left(\frac{C_a}{C_a + \varepsilon_C}\right) \text{ en dB} \quad (G.7)$$

L'Équation (4) (voir 5.1.2.2) comporte un facteur de modélisation de la tendance de fréquence supérieure de la résonance la plus proche de la capacité. Cela montre que la capacité réelle peut être 4 pF supérieure à la valeur fixe pour un fouet d'une longueur de 1 m. Le modèle qui permet d'obtenir la valeur de C_a , comporte une incertitude supplémentaire, c'est-à-dire que les mesurages de rayon sont exigés, et plusieurs problèmes sont également associés aux fouets télescopiques. A la condition que la valeur sélectionnée de C_a est comprise entre 0,5 pF et 1 pF supérieure à l'expression donnée par l'Équation (4), il est juste d'attribuer un facteur d'incertitude de 3 pF pour la valeur de capacité.

Par exemple, si une capacité de 12,6 pF est utilisée au lieu de 10 pF, l'Équation (G.7) implique que l'étalonnage ECSM peut produire un facteur d'antenne avec une erreur de 2,0 dB environ [40]; voir aussi N3) en E.2. Comme l'implique l'Équation (G.6), l'erreur au niveau du facteur d'antenne due à la capacité d'antenne peut dépendre de l'impédance du système d'adaptation Z_{CN} .

G.2.5.3 Incertitude des mesurages de tension

La méthode ECSM exige deux mesurages de tension pour V_L et V_D comme le montre la Figure G.7. Par conséquent, il convient d'évaluer les composantes de l'incertitude attribuées au récepteur de mesure de tension.

G.2.5.4 Incertitude due à une désadaptation

A la Figure G.7, les symboles Γ_M et Γ_A représentent les coefficients de réflexion mesurés à l'entrée du récepteur de mesure et à la sortie du système d'adaptation, respectivement. Γ_T désigne le coefficient de réflexion qui examine le port de connecteur en T qui est connecté au câble 1. Dans la mesure où la capacité d'antenne connectée au connecteur en T a habituellement une impédance élevée, Γ_T est contrôlé principalement par l'impédance d'entrée de la source de signal. En référence à l'Équation (F.4), les plages d'incertitudes de désadaptation peuvent être évaluées à l'aide des paramètres S des câbles connectés, S_{11} , S_{22} , et S_{21} à partir de

$$M_D^{\pm} = 20 \lg \left[1 \pm \left(|\Gamma_T| |S_{11}| + |\Gamma_M| |S_{22}| + |\Gamma_T| |\Gamma_M| |S_{11}| |S_{22}| + |\Gamma_T| |\Gamma_M| |S_{21}|^2 \right) \right] \text{ en dB} \quad (G.8)$$

$$M_L^{\pm} = 20 \lg \left[1 \pm \left(|\Gamma_A| |S_{11}| + |\Gamma_M| |S_{22}| + |\Gamma_A| |\Gamma_M| |S_{11}| |S_{22}| + |\Gamma_A| |\Gamma_M| |S_{21}|^2 \right) \right] \text{ en dB} \quad (G.9)$$

Pour $\Gamma_M = \Gamma_A = \Gamma_T = 0,06$ (affaiblissement de réflexion de 24 dB), $S_{11} = 0,18$ (affaiblissement de réflexion de 15 dB), $S_{22} = 0,32$ (affaiblissement de réflexion de 10 dB) et $S_{21} = 1,0$, donne $M_D^- = M_L^- = 0,266 \text{ dB}$.

G.2.5.5 Incertitude due à la hauteur effective

La procédure de 5.1.2.2 pour la méthode ECSM utilise une expression pour la hauteur effective qui inclut un facteur $\tan(x)$. À basse fréquence, on peut supposer que la hauteur effective de l'antenne monopôle correspond de manière simple à la moitié de la hauteur physique. Pour des hauteurs supérieures à $\lambda/8$, ce facteur $\tan(x)$ corrige partiellement la

hauteur effective, mais les erreurs deviennent toutefois importantes à mesure que la fréquence avoisine la résonance. En supposant l'application de cette correction, on estime que la hauteur effective des fouets allant jusqu'à 1,1 m peut être calculée avec une incertitude de 4 % en dessous d'une fréquence de 35 MHz, ce qui comporte une incertitude au niveau de la hauteur apparente supplémentaire due au point de fixation.

Certaines antennes monopôles sont spécifiées pour être utilisées jusqu'à des fréquences de 100 MHz et les hauteurs dépassent $\lambda/8$, auquel cas la méthode ECSM n'est pas appropriée et il convient que les antennes soient étalonnées par la méthode des ondes planes. Lorsque la hauteur effective est légèrement modifiée de h_e à h'_e dans l'Équation (5) (voir 5.1.2.2), les modifications de capacité résultantes de la valeur d'origine L_h à L'_h sont données par:

$$L'_h - L_h = 20 \lg \left(\frac{h'_e}{h_e} \right) = 20 \lg (1 + x_{he}) \text{ en dB} \quad (\text{G.10})$$

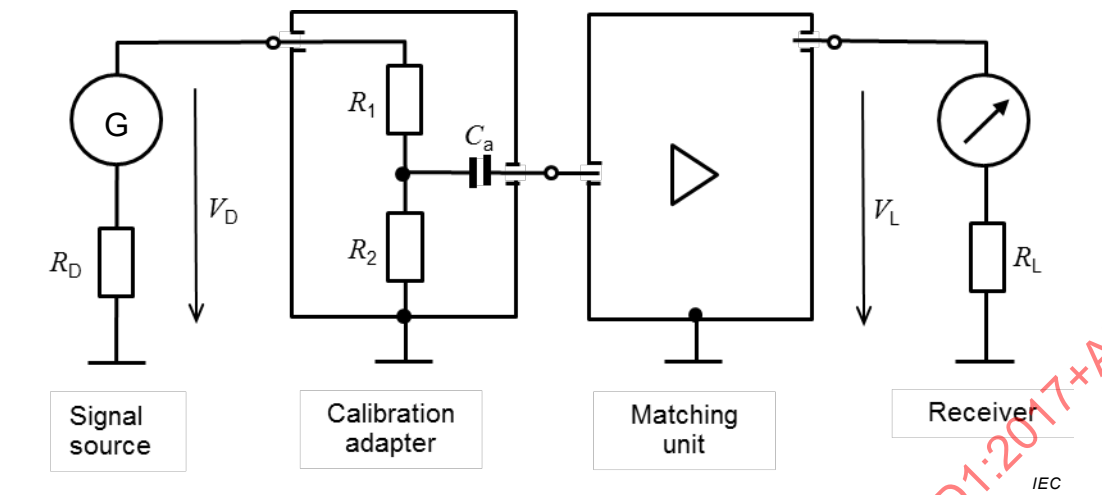
où x_{he} représente la modification en pourcentage en h_e . En conséquence, une erreur de 4 % au niveau de la hauteur effective génère une erreur de 0,34 dB dans la valeur L_h .

G.2.6 Variante à l'antenne fictive pour laquelle $F_{ac} = V_D - V_L$

La Figure G.10 illustre un schéma de circuits pour une antenne fictive alternative qui simule les effets de la hauteur d'antenne effective, h_e , par l'introduction d'un diviseur de tension (R_1, R_2) qui fait que $V_D - V_L$ produit un facteur F_{ac} cible. L'antenne fictive est le facteur C_a contenu dans l'adaptateur d'étalonnage. Il convient que les résistances satisfassent à la condition $(R_1 + R_2) = 50 \Omega$ et $h_e = (R_2 / 50)$ m. Par exemple, si $h_e = 0,5$ m, alors $R_1 = R_2 = 25 \Omega$. Le rapport des résistances R_1 et R_2 est habituellement de 1:1, ce qui divise la tension de référence V_D par un facteur de deux (–6 dB), qui correspond au facteur de correction de la hauteur pour les antennes monopôles d'une longueur de 1 m. Il convient que les résistances fournissent une adaptation d'impédance correcte vers la source.

D'autres longueurs d'antennes monopôles peuvent être réalisées par l'ajustement des résistances R_1 et R_2 en conséquence. Le condensateur C_a représente la capacité propre du fouet, qui est comprise généralement entre 10 pF et 20 pF pour les fouets d'une longueur de 1 m, selon le diamètre. L'utilisation de ce type d' "adaptateur d'étalonnage adapté ajusté à la source" simplifie l'Équation (2) (voir 5.1.2.1) pour donner l'Équation (G.11):

$$F_{ac} = V_D - V_L \text{ dB(m}^1\text{)} \quad (\text{G.11})$$



Légende

Anglais	Français
Signal source	Source de signal
Calibration adapter	Adaptateur d'étalonnage
Matching unit	Système d'adaptation
Receiver	Récepteur

Figure G.10 – Circuit pour antenne fictive avec simulation des effets de la hauteur d'antenne effective h_e

Annexe H (informative)

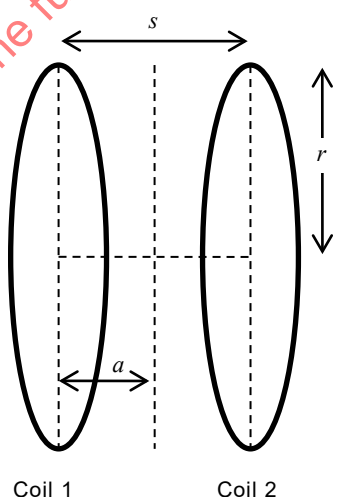
Méthode de la bobine d'Helmholtz pour l'étalonnage d'antennes boucles jusqu'à une fréquence de 150 kHz

H.1 Méthode de mesure

Il convient que les étalonnages faisant appel à des bobines d'Helmholtz soient réalisés dans un laboratoire où ne se trouvent pas trop de matériaux électriquement conducteurs car ceux-ci peuvent être couplés avec le champ des bobines et modifier la constante de celles-ci. Positionner les bobines d'Helmholtz, par rapport aux structures métalliques, à une distance au moins trois fois supérieure au diamètre des bobines. Il convient aussi que les matériaux servant à maintenir les boucles en place en vue de l'étalonnage soient non électriquement conducteurs. Il convient de vérifier le niveau de champ magnétique ambiant à l'aide de l'instrument en cours d'étalonnage afin de s'assurer que les valeurs ambiantes sont suffisamment basses pour l'incertitude globale exigée.

Les bobines d'Helmholtz produisent une région où le champ magnétique est uniforme et peuvent constituer une solution de remplacement pour l'étalonnage des antennes boucles [67]. En se référant à la Figure H.1, lorsque la séparation s entre deux bobines identiques est égale au rayon r , la condition d'Helmholtz est satisfaite et le champ entre les bobines est uniforme dans le volume d'une sphère de diamètre $a = r/2$ dont le centre se situe au niveau du plan médian des bobines et sur l'axe qui traverse le centre de ces mêmes bobines. Les symboles du montage type représenté sur la Figure H.1 sont:

- s est la séparation entre la bobine 1 et la bobine 2;
- r est le rayon de bobine;
- a est la distance entre chaque bobine et le plan médian $a = s/2$.



IEC

Légende

Anglais	Français
Coil	Bobine

Figure H.1 – Schéma de montage de la méthode de la bobine d'Helmholtz

Dans une paire de bobines d'Helmholtz, la précision des champs magnétiques qui y sont produits est principalement altérée par la précision de leur construction et par la précision de l'identification de leur courant d'entraînement. La constante de bobine d'une bobine d'Helmholtz est définie par le rapport de l'intensité de champ magnétique au courant circulant dans les bobines et elle est donnée par l'Équation (H.1):

$$\frac{H}{I} = \frac{8}{5\sqrt{5}} \frac{N}{r} \quad (\text{H.1})$$

où

H est l'intensité de champ magnétique axial, en A/m;

I est le courant circulant dans les bobines, en A;

N est le nombre de tours de chaque bobine;

r est le rayon de chaque bobine, en m.

Les facteurs qui contribuent à la fréquence de fonctionnement maximale sont les suivants:

- type de fil et type d'isolation de l'enroulement de chaque bobine;
- nombre de tours par enroulement.

Ces facteurs engendrent, à l'intérieur des enroulements et entre eux, des capacités qui abaissent la fréquence maximale de fonctionnement par résonance propre. Au fur et à mesure que la fréquence de fonctionnement se rapproche de cette fréquence de résonance, le courant dans l'enroulement baisse par rapport à la valeur mesurée. Pour réduire au minimum l'erreur qui en résulte, la constante des bobines est déterminée en courant continu au moyen d'un magnétomètre à résonance de proton et combinée avec la réponse en fréquence déterminée à l'aide d'une bobine exploratrice monotour.

Il convient que la bobine d'Helmholtz soit conçue pour pouvoir être étalonnée au moyen d'un magnétomètre à résonance de proton. L'intensité de champ exigée est ensuite établie en calculant le courant nécessaire pour générer le champ et en mesurant le courant au moyen d'un shunt (résistance) et d'un DVM étalonnés. Il convient que le DVM soit adapté au mesurage de tensions alternatives pouvant aller jusqu'à 150 kHz. Pour la résistance shunt utilisée pour mesurer le courant, l'aptitude à déterminer la différence entre les valeurs en courant alternatif et en courant continu du shunt limite la fréquence de fonctionnement maximale à environ 150 kHz.

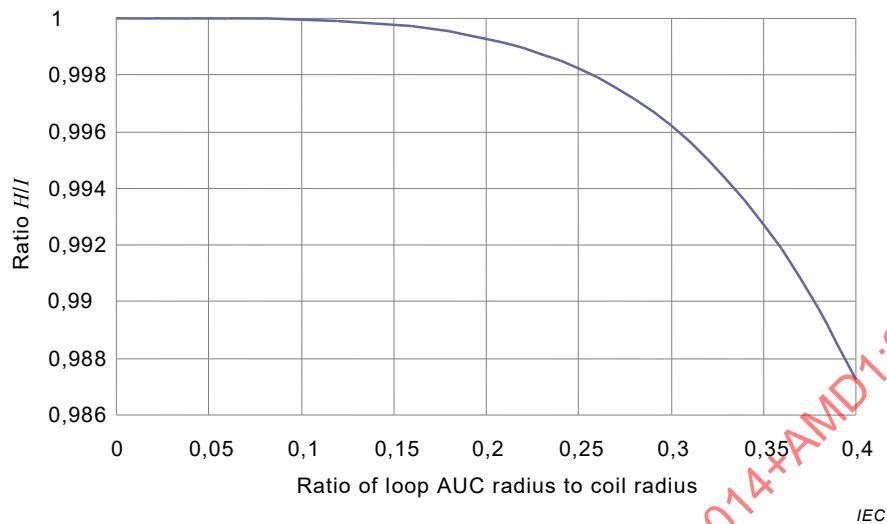
L'antenne boucle (AUC) de rayon R à étalonner est placée en position coaxiale et à mi-chemin entre les deux bobines du réseau de bobines d'Helmholtz et alignée pour produire une tension de sortie maximale par un contrôle de cette tension tout en effectuant de petites rotations du plan de la bobine. Au niveau d'intensité de champ magnétique exigé, la tension de sortie de l'antenne boucle est mesurée au moyen d'un DVM étalonné. La tension de dérivation est consignée et utilisée pour déterminer le courant de bobine et l'intensité de champ magnétique appliquée.

Il convient de préférence que le rayon R soit inférieur à $r/2$ pour réduire au minimum le champ magnétique dans la zone où se trouve l'AUC boucle. Le pourcentage d'erreur dû à la non-uniformité de champ peut être déterminé à partir de la Figure H.2, qui indique le rapport de la valeur réelle de H/I par rapport à la valeur théorique donnée par l'Équation (H.1). Le pourcentage d'erreur est donné par:

$$[(\text{Erreur en } H/I \text{ réel}) - 1] \times 100$$

Le comportement représenté sur la Figure H.2 entraîne une intensité de champ magnétique moyenne plus faible dans la bobine par rapport à l'Équation (H.1) et un facteur d'antenne plus grand est donc calculé. Pour un rapport $R/r = 0,4$, le pourcentage d'erreur est de 1,27 % ou de 0,11 dB, valeur qui est incluse comme exemple d'erreur dans l'uniformité de champ dans

le Tableau H.1. L'erreur peut être réduite par une correction du champ moyenné sur la surface de l'AUC boucle.



Légende

Anglais	Français
Ratio	Rapport
Ratio of loop AUC radius to coil radius	Rapport du rayon de l'AUC boucle sur le rayon de bobine

Figure H.2 – Variation de H/I dans le plan central entre les bobines

Il est possible que le chargement de l'impédance d'entrée du DVM altère la tension de sortie de l'antenne boucle. Pour savoir si tel est le cas, il convient de connecter un second DVM de type analogue en parallèle avec le premier et de relever les valeurs avec un (V_{c1}), puis avec deux instruments (V_{c2}) en parallèle. Les deux relevés permettent de calculer la valeur corrigée pour le chargement de l'impédance d'entrée à l'aide de l'Équation (H.2):

$$V_c = \frac{V_{c1} V_{c2}}{2V_{c2} - V_{c1}} \tag{H.2}$$

où

V_c est la tension de sortie corrigée issue de l'antenne boucle, en V;

V_{c1} est la tension de sortie mesurée à l'aide d'un DVM, en V;

V_{c2} est la tension de sortie mesurée avec deux DVM montés en parallèle, en V.

Au niveau d'intensité de champ exigé, la tension de sortie d'une antenne boucle passive est généralement mesurée aux bornes d'une charge de 50 Ω , au moyen d'un DVM étalonné. Pour la plupart, les AUC boucles sont actives avec une impédance source de 50 Ω . Il convient de déterminer la dépendance en fréquence de cette charge pour la gamme de fréquences concernée et, si nécessaire, d'ajouter une contribution à l'incertitude au budget d'incertitude de mesure.

À partir du champ connu H en dB(μ A/m) et de la tension de sortie de l'antenne V_c en dB(μ V), le facteur d'antenne F_{aH} en dB($\Omega^{-1}m^1$), tel qu'il est défini en 3.1.2.5, peut être calculé sous la forme $F_{aH} = H - V_c$.

H.2 Incertitudes

Un exemple de budget d'incertitude de mesure pour la gamme de fréquences comprise entre 50 kHz et 150 kHz est présenté dans le Tableau H.1. Une incertitude de $\pm 0,5$ dB est réalisable jusqu'à la fréquence de 10 MHz.

Tableau H.1 – Exemple de budget d'incertitude de mesure du F_{aH} d'une antenne boucle, mesuré par la méthode de la bobine d'Helmholtz pour la gamme de fréquences comprise entre 50 kHz et 150 kHz

Source d'incertitude ou grandeur X_i	Valeur dB	Loi de probabilité	Diviseur	Sensibilité	u_i dB	Note
Étalonnage des bobines d'Helmholtz	0,003	Normale	2	1	0,002	–
Fréquence de réponse des bobines d'Helmholtz	0,043	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	0,025	–
Étalonnage du DVM	0,086	Normale	2	1	0,043	–
Étalonnage de la résistance shunt	0,002	Normale	2	1	0,001	–
Réponse en fréquence de la résistance shunt	0,003	Normale	2	1	0,001	–
Résolution du mesurage de courant	0,013	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	0,008	–
Résolution de la sortie de boucle	0,013	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	0,008	–
Défaut d'alignement de la boucle	0,009	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	0,005	–
Uniformité de champ	0,010	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	0,006	–
Mesurage de fréquence	0,000	Normale	2	1	0,000	–
Répétabilité de mesure	0,004	Normale	1	1	0,004	–
Incertitude-type composée u_c					0,052	–
Incertitude élargie U ($k = 2$)					0,103	

Annexe I (normative)

Méthode de mesure du diagramme de rayonnement d'une antenne dans la plage de fréquences supérieure à 1 GHz, avec budget de l'incertitude de mesure

I.1 Généralités

Chaque méthode de mesure spécifiée dans la série CISPR 16 nécessite une estimation de l'incertitude de mesure. Une méthode courante consiste à énumérer toutes les contributions et à déterminer l'influence de chacune d'elle. Cette méthode est particulièrement efficace si les contributions à l'incertitude sont indépendantes de l'EUT lui-même. En cas de mesurages du diagramme de rayonnement d'une antenne au-dessus de 1 GHz, les contributions à l'incertitude ne sont PAS indépendantes de l'EUT.

Les contributions à l'incertitude principales sont:

- a) les réflexions à l'intérieur de la chambre de l'antenne;
- b) les réflexions émises par le mât d'antenne d'émission et par le mât d'antenne de réception;
- c) l'incertitude de position de la table tournante donnant lieu à une dérive d'azimut;
- d) l'alignement des antennes;
- e) les réflexions entre les antennes.

Toutes ces contributions dépendent de la façon dont le diagramme de rayonnement de l'antenne est mesuré:

- 1) La nature du diagramme des antennes omnidirectionnelles donne lieu à des réflexions plus importantes émises par les objets situés autour de l'antenne et par toutes les surfaces de la chambre anéchoïque.
- 2) Le couplage avec le mât de l'antenne est plus significatif dans le cas des mesures des antennes omnidirectionnelles ou directionnelles présentant un lobe arrière puissant.
- 3) Une incertitude de position de la table tournante peut être observée dans le cas des mesures des antennes directionnelles présentant un diagramme à fort gradient.
- 4) L'alignement est plus critique dans le cas des mesures d'antennes directives.
- 5) Des couplages indésirables entre des antennes de mesure sont possibles lorsque les dimensions des antennes sont électriquement grandes.

Afin de prendre en compte ces effets sur l'incertitude, cette méthode de mesure comporte une estimation statistique de l'incertitude de mesure. Les paragraphes suivants décrivent le montage et la méthode d'essai. Le problème de la validation séparée de l'emplacement et du mât d'antenne est résolu par l'utilisation d'une méthode combinée. Ces méthodes demandent un effort raisonnable et sont simples à mettre en œuvre pour les laboratoires d'étalonnage. Elles sont applicables dans les cas suivants:

- a) pour une chambre et/ou une table tournante nouvelle(s) et/ou modifiée(s);
- b) modification du modèle d'antenne de réception;
- c) pour chaque fabricant et modèle d'AUC.

Cette méthode est similaire à la méthode donnée en 5.3.3 de la CISPR 16-1-5:2014.

I.2 Montage d'essai

S'agissant d'un montage d'essai classique, l'antenne de réception ou d'émission en essai est montée en face d'un mât vertical placé sur une table tournante. La rotation de l'antenne de 90° permet de passer facilement du plan E au plan H.

Pour les besoins de ces essais, deux catégories principales de systèmes de positionnement ont été définies. Ces catégories se fondent sur les méthodes connues de mesure du diagramme des antennes sphériques: le système avec axe distribué et le système avec axe combiné.

Dans un système avec axe combiné, le positionneur d'axe Φ est monté sur l'axe θ , comme le représente la Figure I.1 a), afin de faire pivoter l'AUC autour de deux axes. Dans un système avec axe distribué, l'antenne de mesure est déplacée autour de l'AUC sur le positionneur d'axe Φ , comme le représente la Figure I.1 b). Dans le cas du système avec axe combiné, la hauteur n'est pas critique, il est toutefois recommandé d'utiliser la moitié de la hauteur de la chambre. Dans un système avec axe distribué, le rayon de l'anneau est déterminé en utilisant la dimension maximale de l'AUC et en calculant les critères de champ lointain.

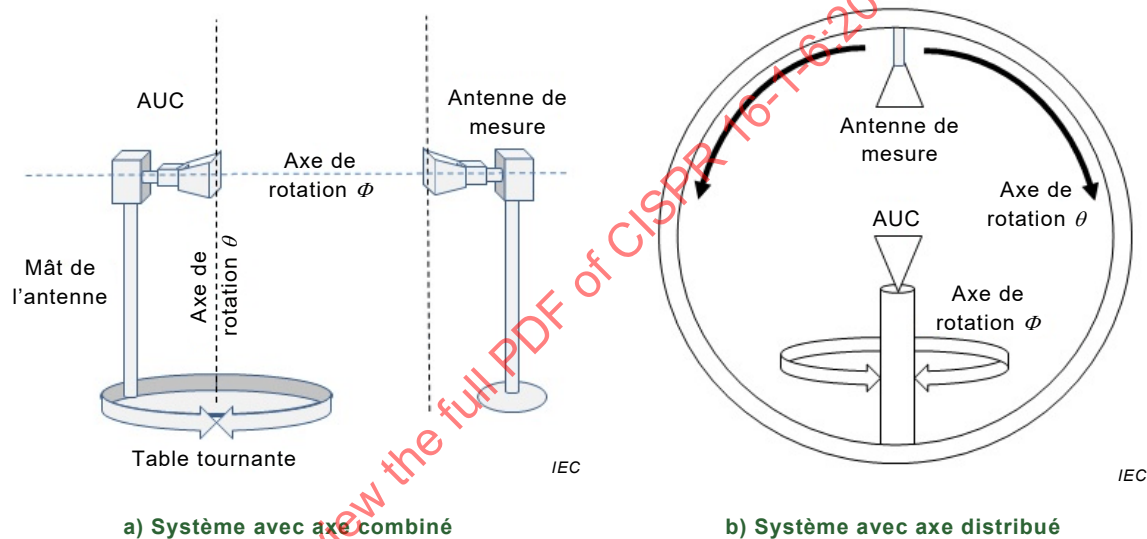


Figure I.1 – Montage d'essai classique pour le mesurage du diagramme de rayonnement d'une antenne

Deux distances sont définies comme suit:

d_1 est la distance entre le centre de la table tournante et le point de référence de l'antenne de mesure; une distance de 3 m ou plus est recommandée (voir Figure I.2);

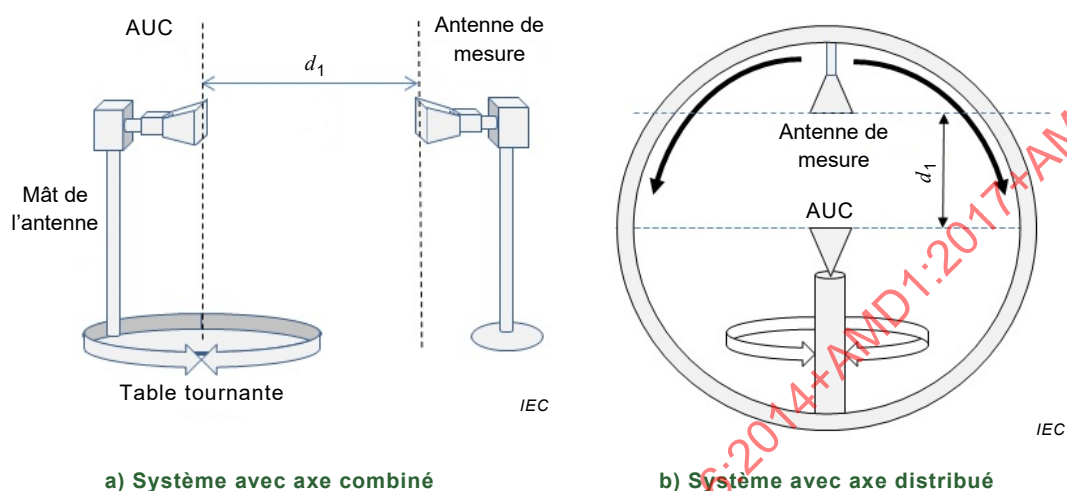


Figure I.2 – Définition de d_1

d_2 est la distance entre le mât d'antenne et le point de référence de l'AUC (voir Figure I.3). L'antenne seule peut être déplacée, et non le positionneur. Toutefois un ajustement de d_2 est possible en utilisant, par exemple, des adaptateurs de différentes longueurs.

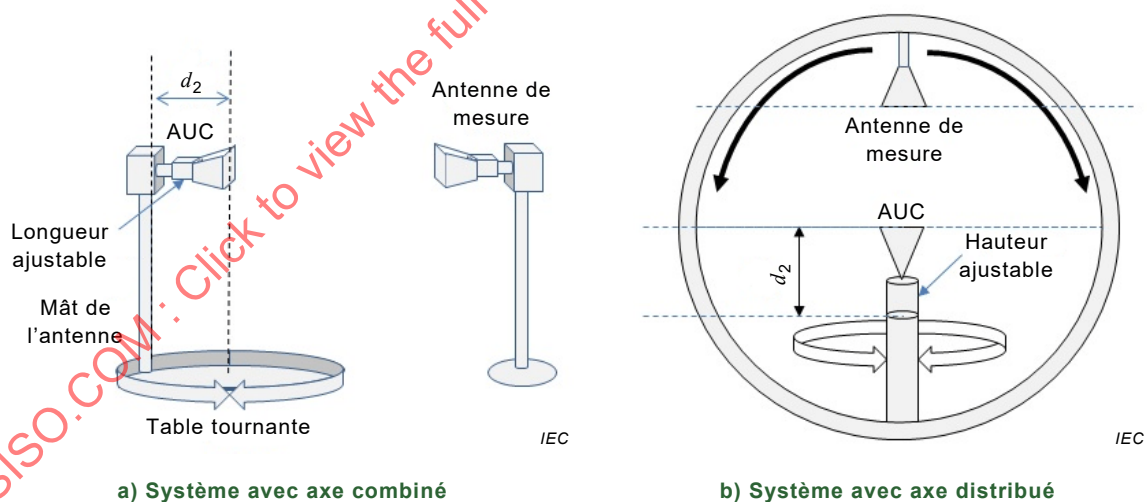


Figure I.3 – Définition de d_2

L'AUC est l'antenne montée sur le positionneur rotatif du système avec axe combiné et sur le pied rotatif du système avec axe distribué. Seul l'un de ces systèmes doit être utilisé.

Pour une antenne type, voir 7.5.2.1.

I.3 Méthode d'essai

La méthode d'essai est basée sur la variation des conditions de phase des ondes directes et réfléchies, comme pour le mesurage de S_{VSWR} (voir CISPR 16-1-4).

Le diagramme de rayonnement de l'antenne est mesuré 12 fois au total tandis que les distances d_1 et d_2 sont modifiées comme suit.

a) Influence du mât d'antenne - avec une distance d_1 fixe, d_2 est augmentée selon les pas suivants, voir Figure I.4:

- 1) $d_2 + 0,0$ cm,
- 2) $d_2 + 0,3$ cm,
- 3) $d_2 + 3,0$ cm,
- 4) $d_2 + 6,0$ cm,
- 5) $d_2 + 7,5$ cm,
- 6) $d_2 + 9,0$ cm.

L'espacement entre les positions d_2 ci-dessus est inégal, c'est-à-dire analogue au S_{VSWR} . La limite inférieure physique est définie par la fréquence la plus basse utilisée, au moins $\lambda/4$.

NOTE Le point de référence et le centre de phase, dans ce cas, signifient la même chose. Le centre de phase peut changer en fonction de la fréquence et doit être connu pour que l'application de l'antenne, c'est-à-dire le facteur d'antenne, soit valable. Pour les antennes LPDA, la marque du fabricant ou le point médian de l'antenne pour étalonnage est utilisé. Pour les antennes cornes DRG, le plan d'ouverture est utilisé.

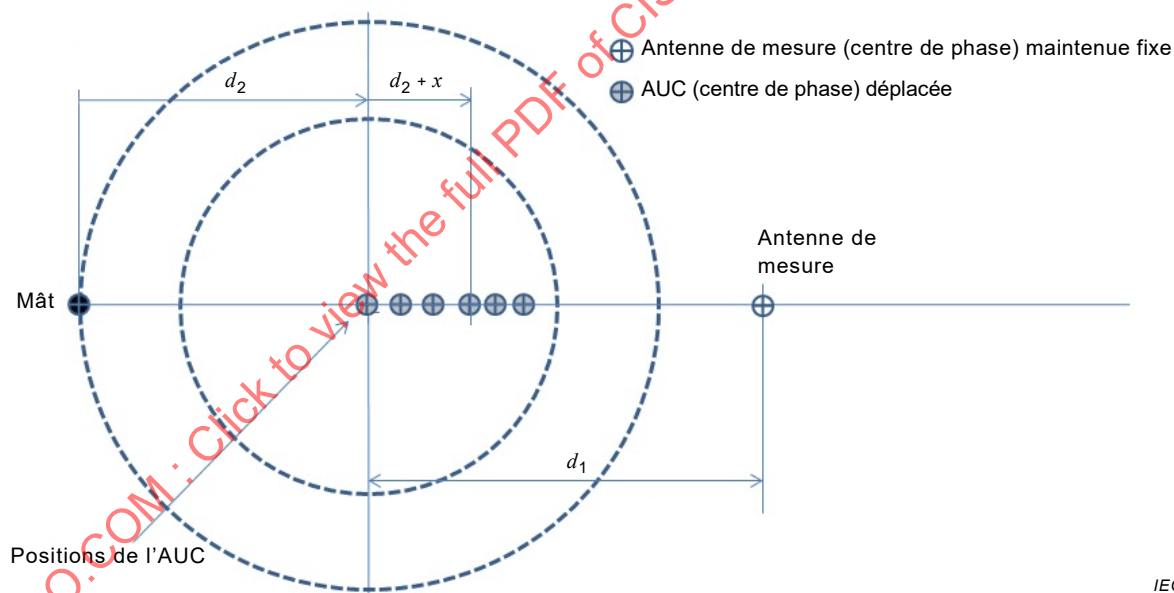


Figure I.4 – Avec une distance d_1 fixe, d_2 est augmentée par pas de x cm

b) Influence de la chambre - avec une distance d_2 fixe, d_1 est augmentée selon les pas suivants, voir Figure I.5:

- 7) $d_1 + 0$ cm,
- 8) $d_1 + 2$ cm,
- 9) $d_1 + 10$ cm,
- 10) $d_1 + 18$ cm,
- 11) $d_1 + 30$ cm,
- 12) $d_1 + 40$ cm.

L'espacement entre les positions d_1 ci-dessus est inégal. Les distances énumérées ci-dessus sont égales à celles utilisées pour le mesurage de S_{VSWR} . Des positionneurs d'antennes disponibles dans le commerce peuvent donc être utilisés dans le cadre d'une procédure automatisée.

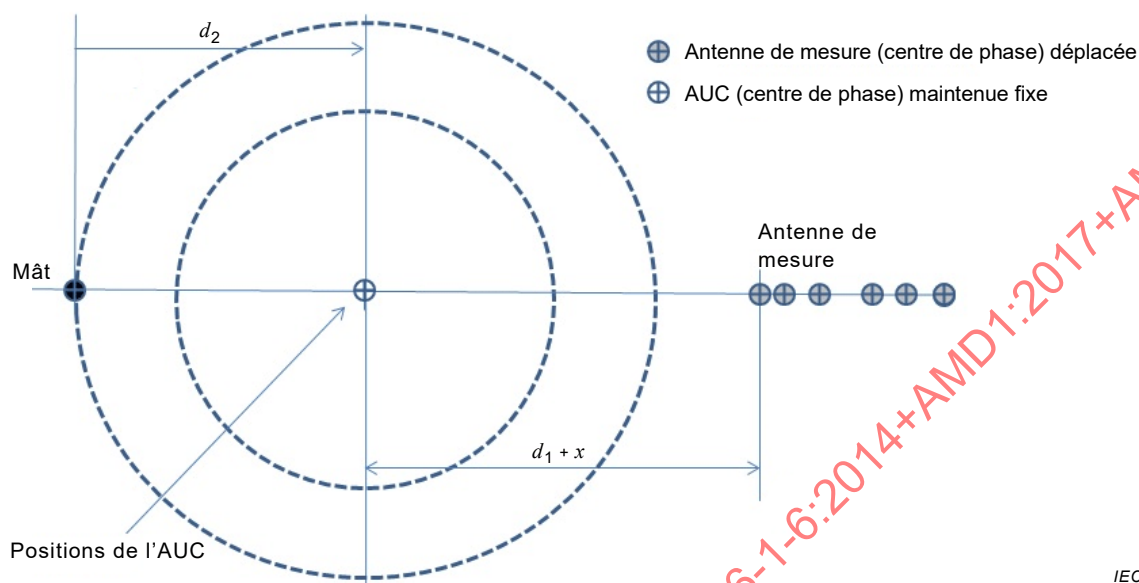


Figure I.5 – Avec une distance d_2 fixe, d_1 est augmentée par pas de x cm

Quand la variation de d_2 déplace l'AUC de son axe de rotation, la distance entre l'antenne d'émission et les antennes de réception dépend de l'angle et une correction de la distance est exigée (voir Figure I.6 et l'Equation (I.1)).

Pour obtenir une estimation des contributions à l'incertitude de mesure dues aux réflexions de l'emplacement d'essai et du positionneur d'antenne, les écarts-types du système combiné et du système distribué sont calculés indépendamment du diagramme de rayonnement mesuré. Voir Tableau I.2.

Les mesurages doivent être effectués à une seule fréquence par pas de 500 MHz ou plus petit. La table tournante doit être réglée de 0° à 360° avec une résolution angulaire maximale de 2° . Le mesurage à 360° doit être comparé à la valeur pour 0° afin de compléter le diagramme.

Une correction du diagramme de rayonnement est exigée pour d_2 lorsque les axes des deux antennes ne coïncident pas en raison de la rotation de la table tournante (voir Tableau I.1).

En raison de la correction exigée pour le niveau reçu et l'angle (voir Equation (I.3) et Figure I.6), le réseau angulaire n'est pas espacé de manière régulière (voir Tableau I.1). Afin de résoudre ce problème, le diagramme doit être recalculé avec une résolution angulaire de $0,5^\circ$, en utilisant une interpolation linéaire, à chaque fréquence utilisant les valeurs d'échelle dB pour les données du diagramme. A l'issue de cet alignement, l'écart-type doit être calculé.

Tableau I.1 – Correction de l'angle α pour une distance $d_1 = 3$ m (voir Figure I.6)

α (°)	α_{corr} (°) $x = 0$ (cm)	α_{corr} (°) $x = 0,3$ (cm)	α_{corr} (°) $x = 3$ (cm)	α_{corr} (°) $x = 6$ (cm)	α_{corr} (°) $x = 7,5$ (cm)	α_{corr} (°) $x = 9$ (cm)
0	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000
2	2,000	2,002	2,020	2,041	2,051	2,062
4	4,000	4,004	4,040	4,082	4,102	4,124
6	6,000	6,006	6,060	6,122	6,154	6,185
8	8,000	8,008	8,081	8,163	8,204	8,247
10	10,000	10,010	10,100	10,203	10,255	10,308
...	...	...	...	...	...	...
90	90,000	90,057	90,573	91,146	91,432	91,718
...	...	...	...	...	...	...
180	180,000	180,000	180,000	180,000	180,000	180,000
...	...	...	...	...	...	...
270	270,000	269,943	269,427	268,854	268,568	268,282
...	...	...	...	...	...	...
360	360,000	360,000	360,000	360,000	360,000	360,000

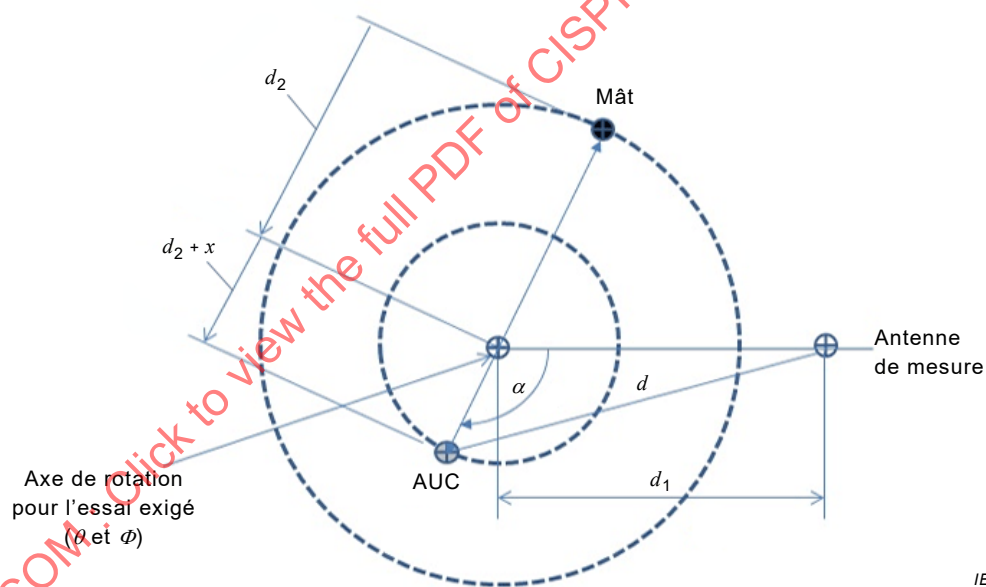


Figure I.6 – Correction d'angle et de distance

Les équations suivantes correspondent à la Figure I.6:

$$d^2 = d_1^2 + x^2 - 2d_1x\cos\alpha \quad (\text{I.1})$$

$$P_{\text{corr}} = P_{\text{meas}} + 20\lg \frac{d}{d_1} \quad (\text{I.2})$$

$$\alpha_{\text{corr}} = \alpha + \arctan\left(\frac{x \sin \alpha}{d_1 - x \cos \alpha}\right) \quad (\text{I.3})$$

I.4 Rapport d'essai

Le rapport d'essai doit comprendre une description de l'installation et de l'équipement d'essai utilisé ainsi que l'incertitude de mesure.

I.5 Budget d'incertitude

Un exemple de budget d'incertitude de mesure du diagramme de rayonnement d'une antenne est donné au Tableau I.2.

Tableau I.1 – Exemple de budget d'incertitude de mesure du diagramme de rayonnement d'une antenne au-dessus de 1 GHz

Source d'incertitude ou grandeur X_i	Valeur dB	Loi de probabilité	Diviseur	Sensibilité	u_i dB
Répétabilité de la valeur S_{21} ^a	0,20	Normale	2	1	0,10
Réflexions de l'emplacement ^b	0,21	Normale	2	1	0,11
Réflexions du positionneur et du câble ^b	0,35	Normale	2	1	0,18
Erreur de hauteur de l'antenne ^c	0,1	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	0,06
Erreur d'orientation de l'antenne ^d	0,2	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	0,12
Désadaptation de polarisation ^e	0,02	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	0,01
Incertitude-type composée, u_c					0,27
Incertitude élargie, U ($k = 2$)					0,54

Ce tableau s'applique à une distance de 3 m. Pour toute autre distance, d'autres valeurs doivent être calculées.

NOTE Pour des lignes directrices supplémentaires sur l'incertitude, voir la CISPR 16-4-2.

^a L'influence du bruit domine la répétabilité des mesurages de S_{21} sur un analyseur de réseau. Le nombre est déterminé par des mesurages répétés à différentes positions angulaires sans faire pivoter le positionneur entre les mesurages. Afin d'obtenir les données les plus fiables, la répétabilité doit être vérifiée à la position du lobe principal, à la position zéro et à la position du lobe latéral.

^b L'incertitude associée aux réflexions du positionneur et de l'emplacement est déterminée par la procédure suivante. Si l'incertitude varie avec la fréquence, l'estimation de mesure doit être effectuée pour les plages de fréquences correspondantes.

- 1) Effectuer le mesurage selon l'Article I.3 en modifiant d_1 à la 1^{re} fréquence.
- 2) Calculer l'écart-type de ces 6 traces pour chaque angle.
- 3) Prendre la valeur maximale et la saisir dans le tableau (2^e ligne).
- 4) Effectuer le mesurage selon l'Article I.3 en modifiant d_2 à la 1^{re} fréquence.
- 5) Calculer l'écart-type de ces 6 traces pour chaque angle.
- 6) Prendre la valeur maximale et la saisir dans le tableau (3^e ligne).
- 7) Recommencer à partir de a) avec la fréquence suivante.

^c Une valeur typique pour placer les antennes à la même hauteur est 10 mm. Selon le diagramme des antennes, l'incertitude peut aller jusqu'à 0,1 dB.

^d Pour un alignement précis des antennes, un système d'alignement laser est recommandé. Pour les antennes à gain élevé, l'alignement est plus critique que pour les antennes à gain moyen. L'incertitude estimée est de 0,2 dB.

^e L'incertitude de désadaptation de polarisation peut être obtenue avec $\cos \phi$, où ϕ est une différence angulaire de polarisation entre les antennes d'émission et de réception. Par exemple, lorsque les antennes d'émission et de réception sont inclinées de 2° dans des directions opposées l'une par rapport à l'autre, sur leurs axes de visée respectifs, l'incertitude de désadaptation de polarisation est de 0,02 dB [= $20 \lg \cos(2^\circ \times 2)$].

Annexe J (informative)

Simulation de Monte-Carlo de l'incertitude de mesure d'étalonnage d'une antenne boucle TAM – Exemple de code source

%%

% Exemple de code source MATLAB

% CISPR 16-1-6

%

% Calcul de l'incertitude pour la méthode à trois antennes

% Calcul de K

%

% Simulation de Monte-Carlo (MC)

%%

effacer;

M=1000; %Nombre de tentatives MC

f=30; %Fréquence en MHz

%

% Définition des estimations d'entrée

%

d=0.4; %Distance entre les antennes

u_d=0.01; %Estimation de l'incertitude de distance

r1=0.05; %Rayon d'antenne 1

u_r1=0.002; %Estimation de l'incertitude du rayon 1

r2=0.05; %Rayon d'antenne 2

u_r2=0.002; %Estimation de l'incertitude du rayon 2

u_phi1=5; %Estimation de l'incertitude du défaut d'alignement autour de l'axe x

u_phi2=5; %Estimation de l'incertitude du défaut d'alignement autour de l'axe x

u_l_theta1=1; %Estimation de l'incertitude du défaut d'alignement autour de l'axe y

u_l_theta2=1; %Estimation de l'incertitude du défaut d'alignement autour de l'axe y

u_s_theta1=5; %Estimation de l'incertitude du défaut d'alignement autour de l'axe z

```

u_s_theta2=5; %Estimation de l'incertitude du défaut d'alignement autour de l'axe z

u_m=0.01; %Estimation de l'incertitude du défaut d'alignement sur l'axe x

u_l=0.01; %Estimation de l'incertitude du défaut d'alignement sur l'axe z

%

% Configuration des échantillons MC

%

mc_d=d-u_d+2*u_d*rand(M,1);

mc_r1=r1-u_r1+2*u_r1*rand(M,1);

mc_r2=r2-u_r2+2*u_r2*rand(M,1);

mc_phi1=-u_phi1+2*u_phi1*rand(M,1);

mc_phi2=-u_phi2+2*u_phi2*rand(M,1);

mc_s_theta1=-u_s_theta1+2*u_s_theta1*rand(M,1);

mc_s_theta2=-u_s_theta2+2*u_s_theta2*rand(M,1);

mc_l_theta1=-u_l_theta1+2*u_l_theta1*rand(M,1);

mc_l_theta2=-u_l_theta2+2*u_l_theta2*rand(M,1);

mc_m=-u_m+2*u_m*rand(M,1);

mc_l=-u_l+2*u_l*rand(M,1);

%

% Calcul de l'estimation de sortie

%

pour i=1:M

    i

    %fonction d'appel nec; calcule la SIL à l'aide de NEC

    SIL(i)=nec(f,mc_d(i),mc_r1(i),mc_r2(i),mc_m(i),mc_k(i),mc_phi1(i),mc_phi2(i),mc_s_theta1(i),mc_s_theta2(i),
    mc_l_theta1(i),mc_l_theta2(i));

end

u_SIL=std(SIL);

%

% Autre contribution à l'incertitude

% La fonction de mesure est linéaire

```

%

% Couplage indésirable entre les antennes et le sol

u_coup=0.1; %Contribution rectangulaire

% Erreur d'approximation dans l'Équation (65)

u_approx=0.13; %Contribution rectangulaire

%

$u_K = \sqrt{u_{SIL}^2 + (u_{coup}/\sqrt{3})^2 + (u_{approx}/\sqrt{3})^2}$

Bibliographie

- [1] CISPR 16-1-1:2010, *Spécifications des méthodes et des appareils de mesure des perturbations radioélectriques et de l'immunité aux perturbations radioélectriques – Partie 1-1: Appareils de mesure des perturbations radioélectriques et de l'immunité aux perturbations radioélectriques – Appareils de mesure*
- [2] CISPR 16-2-3:2010, *Spécifications des méthodes et des appareils de mesure des perturbations radioélectriques et de l'immunité aux perturbations radioélectriques – Partie 2-3: Méthodes de mesure des perturbations et de l'immunité – Mesures des perturbations rayonnées*
- [3] CISPR 16-4-2:2011, *Spécifications des méthodes et des appareils de mesure des perturbations radioélectriques et de l'immunité aux perturbations radioélectriques – Partie 4-2: Incertitudes, statistiques et modélisation des limites – Incertitudes de mesures de l'instrumentation*
- [4] CISPR 25:2008, *Véhicules, bateaux et moteurs à combustion interne – Caractéristiques des perturbations radioélectriques – Limites et méthodes de mesure pour la protection des récepteurs embarqués*
- [5] IEC 61000-4-22:2010, *Compatibilité électromagnétique (CEM) – Partie 4-22: Techniques d'essai et de mesure – Mesures de l'immunité et des émissions rayonnées dans des enceintes complètement anéchoïques (FAR)*
- [6] IEC 61169-16:2006, *Radio-frequency connectors – Part 16: Sectional specification – RF coaxial connectors with inner diameter of outer conductor 7 mm (0,276 in) with screw coupling – Characteristics impedance 50 Ω (75 Ω) (type N) (disponible en anglais seulement)*
- [7] ISO/IEC Guide 98-3/Suppl.1:2008, *Incertitude de mesure – Partie 3: Guide pour l'expression de l'incertitude de mesure (GUM:1995) – Supplément 1: Propagation de distributions par une méthode de Monte Carlo (disponible en anglais seulement)*
- [8] ISO/IEC 17043:2010, *Évaluation de la conformité – Exigences générales concernant les essais d'aptitude*
- [9] ALEXANDER, M.J., Lopez, M.H. and Salter, M.J., Getting the best out of biconical antennas for emission measurements and test site calibration, *Record on IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (Austin, Texas)*, 1997, p. 84-89.
- [10] ALEXANDER M.J., Salter, M.J. and Cheadle, D.S., Near-field validation of calculable dipole antennas in a fully anechoic room from 20 to 1000 MHz, *EMC Europe 2013*, Brugge, September 2013.
- [11] ALEXANDER, M.J., Salter, M.J., Loader, B.G. and Knight, D.A., Broadband calculable dipole reference antennas, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, February 2002, vol. 44, no.1, p. 45-58.
- [12] ANSI C63.4-2003, *American National Standard for Methods of Measurement of Radio-Noise Emissions from Low-Voltage Electrical and Electronic Equipment in the Range of 9 kHz to 40 GHz*
- [13] ANSI C63.5-2006, *American National Standard for Electromagnetic Compatibility–Radiated Emission Measurements in Electromagnetic Interference, (EMI) Control–Calibration of Antennas (9 kHz to 40 GHz)*

- [14] ANSI/IEEE Std 149-1979, *IEEE Standard Test Procedures for Antennas*
- [15] ARTHUR, D. C., Ji, Y. and Daly, M.P.J., A Simplified method for the measurement of magnetic loop antenna factor, *Proceedings of Conference on Precision Electromagnetic Measurement 2008*, Broomfield, Colorado, 3-13 June 2008, p. 640-641
- [16] AYKAN, A., Calibration of circular loop antennas, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 47, Issue 2, April 1998, p. 446-452
- [17] BRUNS, C., Leuchtmann, P., and Vahldieck, R., Analysis and simulation of a 1-18 GHz broadband double-ridged horn antenna, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 45, 2003, p. 55-60
- [18] ÇAKIR, S., Hamid, R. and Sevgi, L., Loop-antenna calibration, *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 53, no. 5, October 2011, p. 243-254
- [19] CHEN, Z. and Foegelle, M.D., A numerical investigation of ground plane effects on biconical antenna factor, *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, vol. 2, 24-28 Aug. 1998, p. 802–806
- [20] CHEN, Z., Foegelle, M.D. and Harrington, T., Analysis of log periodic dipole array antennas for site validation and radiated emissions testing, *IEEE EMC Symposium, Seattle*, 1999, p. 618–623
- [21] CHEN, Z., Measurement uncertainties for biconical antenna calibrations using standard site method, *2013 Asia-Pacific International Symposium and Exhibition on Electromagnetic Compatibility*, May 20-23, 2013
- [22] COLLIER, R. and Skinner, D., eds., Microwave Measurements, *IET Electrical Measurement Series 12*, 3rd edition, Chapter 4 (on coax connectors), 2007
- [23] FITZGERRELL, R.G., Standard linear antennas, 30 to 1000 MHz, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1986, vol. AP-34, no. 12, p. 1425-1429
- [24] FUJII, K. and Sugiura, A., Averaging of the height-dependent antenna factor, *IEICE Transactions on Communications*, vol. E88-B, no. 8, August 2005, p. 3108-3114
- [25] FUJII, K. Alexander, M.J. and Sugiura, A., Uncertainty analysis for three antenna method and standard antenna method, *2012 IEEE Symposium on EMC*, August 2012, p. 702-707.
- [26] GARN, H.F., Buchmayr, M., Müllner, W. and Rasinger, J., Primary standards for AF calibration in the frequency range 30 – 1000 MHz, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, April 1997, vol. 46, no.2, p. 544-548
- [27] GAVENDA, J.D., Near-field corrections to site attenuation, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. EMC-36, no. 3, 1994, p. 213-220
- [28] GREENE, F.M., NBS Field-strength standards and measurements (30 Hz to 1000 MHz). *Proc. IEEE*, June 1967, vol. 55, no. 6, p. 974-981
- [29] HALLÉN, E., Theoretical investigation into the transmitting and receiving qualities of antennas, *Nova Acta Regiae Soc. Sci. Upsala*, Ser. IV, 11, No. 4, Nov. 1938, p. 1-44
- [30] HARIMA, K., Calibration of broadband double-ridged guide horn antenna by considering phase center, *Proceedings of the 39th European Microwave Conference*, Oct. 2009, Roma, Italy, p. 1610-1613

- [31] HOLLIS, J.S., Lyon, T.J. and Clayton, L, *Microwave Antenna Measurements*, Scientific-Atlanta, Inc., 1969, Revised 1985
- [32] IEEE Std 291-1991, *IEEE Standard Methods for Measuring Electromagnetic Field Strength of Sinusoidal Continuous Waves*, 30 Hz to 30 GHz. IEEE, Inc., 445 Hoes Lane, PO Box 1331, Piscataway, NJ 08855-1331 USA, p. 28-29
- [33] IEEE Std 1128-1998, *IEEE Recommended Practice for Radio-Frequency (RF) Absorber Evaluation in the Range of 30 MHz to 5 GHz*, Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc
- [34] IEEE Std 1309-2005, *IEEE Standard for Calibration of Electromagnetic Field Sensors and Probes, Excluding Antenna, from 9 kHz to 40 GHz*, Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc
- [35] ISHII, M., Hirose, M. and Komiyama, K., A measurement method for magnetic antenna factor of small circular loop antenna by 3-antenna method, *URSI North American Radio Science Meeting* (Columbus, Ohio), July 2003, p. 458
- [36] ISHII, M., Kurokawa, S. and Shimada, Y., Comparison between three-antenna method and equivalent capacitance substitution method for calibrating electrically short monopole antenna, *Proceedings of 2011 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (Long Beach)*, Aug. 2011, p. 101 – 106
- [37] JI, Y., Arthur, D.C. and Warner, F.M., Measurement of above 1 GHz EMC antennas in a fully anechoic room, *Proceedings of Conference on Precision Electromagnetic Measurement* 2008, 3-13 June 2008, Broomfield, Colorado, p. 252-253
- [38] KERR, J.L., Short axial length broad band horns, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1973, vol. AP-21, no. 9, p. 710-714
- [39] KING, R.W.P., *Theory of Linear Antennas*, Harvard University Press, Cambridge, MA, 1956, p.16-17, 71, 184 and 487
- [40] KNIGHT, D.A., Nothofer, A. and Alexander, M.J., Comparison of calibration methods for monopole antennas, with some analysis of the capacitance substitution method, *NPL Report DEM-EM 005*, October 2004. Disponible à l'adresse (www.npl.co.uk/publications)
- [41] KRIZ, A., Antenna applications and chamber impact, *IEEE EMC Symposium*, Honolulu, Hawaii USA, 2007
- [42] KRIZ, A., Site validation above 1 GHz, *IEEE EMC Symposium*, Detroit, Michigan USA, 2008
- [43] KUHN, N., Simplified signal flow graph analysis, *Microwave Journal*, 1963, vol. VI, no. 11, p. 59-66
- [44] MENG, D., Alexander, M.J. and Zhang, X., Calibration of biconical antennas on a small ground plane, *International Symposium on Antennas, Propagation & EM Theory (ISAPE)*, October 2012
- [45] MIL-STD-461, *Electromagnetic Interference Characteristics Requirements for Equipment*, U.S. Department of Defense, July 1967

- [46] MOLINA-LOPEZ, V., Botello-Perez, M. and Garcia-Ruiz, I., Validation of the open-area antenna calibration site at CENAM, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, April 2009, vol. 58, no. 4, p. 1126-1134
- [47] MORIOKA, T. and Komiyama, K., Measurement of antenna characteristics above different conducting planes, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, April 2001, vol. 50, no. 2, p. 393-396
- [48] MORIOKA, T. and Hirasawa, K., MoM calculation of the properly defined dipole antenna factor with measured balun characteristics, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, EMC-53*, No. 1, pp.233-236, 2011
- [49] MUEHLDOERF, E.I., The phase center of horn antennas, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-18, no. 6, 1970, p. 753-760
- [50] MÜLLNER, W. and Buchmayr, M.: Introducing height correction factors for accurate measurements with biconical antennas above groundplane *13th International Zurich Symposium and Technical Exhibition on Electromagnetic Compatibility*, February 16-18, 1999
- [51] NEWELL, A. C., Baird, R. C. and Wacker, P. F., Accurate measurement of antenna gain and polarization at reduced distance by an extrapolation technique, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, July 1973, vol. AP-21, pp. 418-431
- [52] NPL Calculable Antenna Processor CAP2010, National Physical Laboratory, [software available as freeware from (www.npl.co.uk/software/calculable-antenna-processor)]
- [53] NPL GPG 73, *The Antenna Calibration Good Practice Guide*, December 2004, disponible à l'adresse (http://www.npl.co.uk/publications/good_practice/)
- [54] PARK, J., Mun, G., Yu, D., Lee, B. and Kim, W., Proposal of simple reference antenna method for EMI antenna calibration, *IEEE EMC Symposium 2011*, p. 90-95
- [55] RIEDELSHEIMER, J., Trautnitz, F.W., Influence of antenna pattern on site validation above 1 GHz for site VSWR measurements, *2010 IEEE Symposium on EMC*, Fort Lauderdale, FL, USA
- [56] ROCKWAY, J.W., Logan and J.C., Daniel, W.S.T. and Shing T. L., *The Mininec system: Microcomputer analysis of wire antennas*, Artech House Inc., MA, USA, 1988.
- [57] SALTER, M.J. and Alexander, M.J., EMC antenna calibration and the design of an open-field site, *Measurement Science and Technology*, Institute of Physics (UK), 1991, vol 2, no. 6, p. 510-519
- [58] SCHELKUNOFF, S.A., Theory of antennas of arbitrary size and shape, *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, Sep. 1941, vol. 29, p. 493-592
- [59] SCHELKUNOFF, S.A. and FRIIS, H.T. *Antennas: Theory and Practice*, New York: John Wiley and Sons, Inc., 1952, p. 302-331
- [60] SCHWARZBECK, D., *Calibration of Vertical Monopôle Antennas (9kHz – 30MHz)*, (http://www.schwarzbeck.de/appnotes/AF_of_monopole_on_tripod.pdf)
- [61] SMITH, A.A., Standard-site method for determining antenna factors, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 24, 1982, p. 316-322

- [62] SMITH, A.A., German, R.F. and Pate, J.B., Calculation of site attenuation from antenna factors, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. EMC-24, No. 3, 1982, p. 301-316
- [63] SUGIURA, A., Formulation of normalized site attenuation in terms of antenna impedances, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, Vol. EMC-32, No. 4, p. 257-263, 1990
- [64] SUGIURA, A., Shinozuka, T. and Nishikata, A., Correction factors for normalized site attenuation, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. EMC-34, No. 4, p. 461-470, Nov. 1992
- [65] SUGIURA, A., Alexander, M.J., Knight, D.A. and Fujii, K., Equivalent capacitance substitution method for monopole antenna calibration, *2012 IEEE Symposium on EMC*, August 2012, p. 708-713
- [66] TRAINOTTI, V. and Figueroa, G., Vertically polarized dipoles and monopoles, directivity, effective height and antenna factor, *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 56, p. 379-409
- [67] P VIGOUREUX, Formulae for the calculation of the magnetic field strength in a Helmholtz system with circular coils, *NPL Report DES 130*, December 1993; available from: (www.npl.co.uk/publications)
- [68] WOLFF, E.A., *Antenna Analysis*, New York: John Wiley and Sons, Inc., 1966, p. 61.
- [69] IEC 60050-726:1982, *Vocabulaire Electrotechnique International – Lignes de transmission et guides d'ondes*
- [70] GREENE, F.M., The near-zone magnetic field of a small circular-loop antenna, *Journal of Research of the National Bureau of Standards – C. Engineering and Instrumentation*, Oct.-Dec. 1967, vol. 71C, no. 4, p. 319-326 (<https://www.nist.gov/nist-research-library/journal-research-volume-71c>)
- [71] MA, M.T. and Kanda, M., *Electromagnetic Compatibility and Interference Metrology, NBS Technical Note 1099*, Boulder, CO, 1986
- [72] FUJII, K., Sakai, K., Sugiyama, T., Sebata, K., and Nishiyama, I., Calibration of Loop Antennas for EMI Measurements in the Frequency Range Below 30 MHz, *Journal of the National Institute of Information and Communications Technology*, vol.63, no. 1, Dec. 2016, p. 71-81
- [73] ISHII, M. and Shimada, Y., Reference calibration methods for small circular loop antenna in low-frequency band, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Apr. 2009, vol. 58, no. 4, p. 1007-1103
- [74] ISHII, M. and Fujii, K., Loop antenna calibration methods in low-frequency, *IEICE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC'14/Tokyo)*, 2014, p. 290-293
- [75] RAMO, S., Whinnery, J.R., and Van Duzer, T., *Fields and Waves in Communication Electronics*, 3rd ed., John Wiley & Sons, 1994

FINAL VERSION

VERSION FINALE



INTERNATIONAL SPECIAL COMMITTEE ON RADIO INTERFERENCE
COMITÉ INTERNATIONAL SPÉCIAL DES PERTURBATIONS RADIOÉLECTRIQUES

BASIC EMC PUBLICATION
PUBLICATION FONDAMENTALE EN CEM

Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods –

Part 1-6: Radio disturbance and immunity measuring apparatus – EMC antenna calibration

Spécification des méthodes et des appareils de mesure des perturbations radioélectriques et de l'immunité aux perturbations radioélectriques –

Partie 1-6: Appareils de mesure des perturbations radioélectriques et de l'immunité aux perturbations radioélectriques – Étalonnage des antennes CEM

CONTENTS

FOREWORD	11
1 Scope	13
2 Normative references	13
3 Terms, definitions and abbreviations	14
3.1 Terms and definitions	14
3.1.1 Antenna terms	14
3.1.2 Antenna factor terms	17
3.1.3 Measurement site terms	18
3.1.4 Other terms	19
3.2 Abbreviations	20
4 Fundamental concepts	21
4.1 General	21
4.2 The concept of antenna factor	21
4.3 Calibration methods for 30 MHz and above	22
4.3.1 General	22
4.3.2 Antenna minimum separation distances	22
4.3.3 General considerations for the TAM	22
4.3.4 General considerations for the SSM	22
4.3.5 General considerations for the SAM	23
4.4 Measurement uncertainties for antenna calibration measurement results	23
4.5 Summary of methods of measurement to obtain AF	24
5 Calibration methods for the frequency range 9 kHz to 30 MHz	26
5.1 Calibration of monopole antennas	26
5.1.1 General	26
5.1.2 Calibration by the ECSM	27
5.2 Calibration of loop antennas	33
5.2.1 General	33
5.2.2 TEM (Crawford) cell method	34
5.2.3 Three antenna method (TAM)	37
5.2.4 Current probe method (CPM)	47
5.2.5 Standard antenna method	50
6 Frequencies, equipment and functional checks for calibrations at or above 30 MHz	52
6.1 Calibration frequencies	52
6.1.1 Calibration frequency ranges and increments	52
6.1.2 Transition frequency for hybrid antennas	53
6.2 Measurement instrumentation requirements for antenna calibrations	53
6.2.1 Equipment types	53
6.2.2 Mismatch	55
6.2.3 Dynamic range and reproducibility of SIL measurement	56
6.2.4 Signal-to-noise ratio	57
6.2.5 Antenna masts and cables	57
6.3 Functional checks of an AUC	58
6.3.1 General	58
6.3.2 Balance of an antenna	58
6.3.3 Cross-polar performance of an antenna	58
6.3.4 Radiation patterns of an antenna	59

7	Basic parameters and equations common to antenna calibration methods for frequencies above 30 MHz	59
7.1	Summary of methods for measurements to obtain AF	59
7.2	Site insertion loss measurements.....	60
7.2.1	General	60
7.2.2	SIL and SA measurement procedure.....	60
7.2.3	Common uncertainty components of a SIL measurement.....	61
7.3	Basic equations for the calculation of AF from SIL and SA measurements	63
7.3.1	Antenna factor from SIL measurements	63
7.3.2	Relationship of AF and SIL for a free-space calibration site	63
7.3.3	Relationship of AF and SIL for a calibration site with a metal ground plane	63
7.4	Equations for AF and measurement uncertainties using the TAM, SSM, and SAM.....	65
7.4.1	TAM	65
7.4.2	SSM	70
7.4.3	SAM	72
7.5	Parameters for specifying antenna phase centre and position.....	74
7.5.1	General	74
7.5.2	Reference position and phase centres of LPDA and hybrid antennas.....	75
7.5.3	Phase centres of horn antennas	78
8	Details for TAM, SAM, and SSM calibration methods for frequencies of 30 MHz and above	80
8.1	General.....	80
8.2	Considerations for F_a calibrations using TAM	80
8.2.1	General considerations	80
8.2.2	Calibration site and antenna set-up considerations for use with the TAM	80
8.2.3	Antenna parameters for a free-space environment or a ground-plane site	82
8.2.4	Validation of calibration method.....	83
8.3	Considerations for F_a calibrations using the SAM	83
8.3.1	General considerations and calibration site for use of the SAM.....	83
8.3.2	Calibration procedures and antenna set-ups for F_a by the SAM.....	84
8.3.3	Parameters of the STA	84
8.4	SSM calibrations at a ground-plane site, 30 MHz to 1 GHz	85
8.4.1	General considerations and calibration site for SSM	85
8.4.2	Calibration procedure for SSM.....	86
8.4.3	Calculation of F_a	86
8.4.4	Uncertainties of F_a obtained using SSM	87
9	Calibration procedures for specific antenna types for frequencies of 30 MHz and above	88
9.1	General.....	88
9.2	Calibrations for biconical and hybrid antennas in a free-space environment for 30 MHz to 300 MHz, and tuned dipoles for 60 MHz to 1 000 MHz	88
9.2.1	General considerations and calibration site requirements	88
9.2.2	Calibration procedure and antenna set-up for use with the SAM	88
9.2.3	Uncertainties of F_a determined by the SAM	89
9.2.4	Antenna set-up for use with the TAM (alternative)	91
9.3	Calibration of biconical (30 MHz to 300 MHz) and hybrid antennas, using the SAM and VP at a ground-plane site.....	91

9.3.1	General considerations and calibration site requirements	91
9.3.2	Calibration procedure and antenna set-up	92
9.3.3	Uncertainties of F_a determined with the SAM.....	93
9.4	Calibration of LPDA, hybrid, and horn antennas in a free-space environment, 200 MHz to 18 GHz.....	94
9.4.1	General considerations and calibration site for a free-space environment.....	94
9.4.2	Calibrations using the TAM.....	96
9.4.3	Antenna set-up for use with the SAM.....	97
9.4.4	Alternative antenna set-up for site with absorber on the ground	97
9.5	Calibration of horn and LPDA antennas in a FAR, 1 GHz to 18 GHz	98
9.5.1	Calibration using the TAM.....	98
9.5.2	Calibration and antenna set-up for the SAM.....	102
Annex A	(informative) Background information and rationale for the methods of antenna calibration	103
A.1	Rationale for the need for several calibration methods and for use of a ground-plane site	103
A.2	Special measures for calibration of omnidirectional antennas.....	104
A.2.1	General	104
A.2.2	Difficulties with calibration of omnidirectional antennas.....	105
A.2.3	Minimizing reflections from antenna supports and radiation from cables	105
A.2.4	Field taper and monocone set-up for VP biconical calibration	106
A.2.5	Use of HP or VP in a FAR.....	107
A.2.6	Substitution where the STA is the same model as the AUC.....	107
A.3	Calibrations using broadband calculable dipole antennas	107
A.3.1	Disadvantages of tuned dipole antennas.....	107
A.3.2	Advantages of broadband calculable dipole antennas.....	108
A.3.3	Disadvantages of calculable dipole antennas.....	108
A.4	Rationale for F_a and biconical/LPDA antenna cross-over frequency.....	108
A.4.1	Rationale for F_a	108
A.4.2	Cross-over frequency from biconical to LPDA antennas.....	109
A.4.3	Biconical element designs	109
A.5	Sources of increased uncertainty in measurement of F_a by the SSM.....	110
A.6	Calibration of LPDA antennas using smaller separation distances.....	112
A.6.1	Calibration of LPDA antennas using smaller separation distances	112
A.6.2	Correction of electric field strength to account for phase centre of LPDA antennas	113
A.7	Cross-polar discrimination of LPDA antennas	114
A.8	Tips for measurement instrumentation	115
A.8.1	Signal-to-noise ratio	115
A.8.2	Connector pin depth	117
A.8.3	Effect of added adaptor in a “cable-through” measurement.....	117
A.8.4	Compression level	118
A.8.5	Source power slope function above 6 GHz.....	118
A.8.6	Frequency increment for detection of resonances	118
A.8.7	Return loss or VSWR.....	118
A.9	Uncertainty considerations	119
A.9.1	General	119
A.9.2	Achievable uncertainties for F_a	119
A.9.3	Uncertainties of dipoles above a ground plane.....	119

A.9.4	Verification of uncertainty by comparison of methods	120
Annex B (normative) Calibration of biconical antennas and tuned dipole antennas above a ground plane using the TAM and the SAM		
		121
B.1	General.....	121
B.2	Characteristics of biconical antennas and dipole antennas.....	121
B.3	Frequencies	121
B.4	Measurement of $F_a(h,p)$ of biconical and tuned dipole antennas and derivation of F_a by averaging $F_a(h,p)$, 30 MHz to 300 MHz	122
B.4.1	General	122
B.4.2	Measurement of $F_a(h,H)$ by the SAM and derivation of F_a	122
B.4.3	Measurement of $F_a(h,H)$ by the TAM and derivation of F_a	125
B.5	Measurement of F_a of tuned dipoles placed high above a ground plane in the frequency range 30 MHz to 1 000 MHz.....	127
B.5.1	General	127
B.5.2	Measurement of F_a by the SAM.....	127
B.5.3	Measurement of F_a by the TAM	129
Annex C (informative) Rationale for the equations used in antenna calibration and relevant information about antenna characteristics for uncertainty analysis in the frequency range 30 MHz to 1 GHz		
		131
C.1	General.....	131
C.2	Antenna factor and antenna gain	131
C.2.1	Relationship between AF and gain for antennas in a free-space environment.....	131
C.2.2	Relationship between AF and gain for monopole antennas on a large ground plane	133
C.3	Equations for the insertion loss between antennas.....	133
C.3.1	Site insertion loss measured at a free-space calibration site	133
C.3.2	Site insertion loss measured at a metal ground-plane site	135
C.3.3	Site attenuation measured at a metal ground-plane site.....	137
C.4	Uncertainty contribution caused by near-field effects	138
C.5	Uncertainty contribution due to the antenna proximity coupling	139
C.6	Uncertainty contribution due to the ground plane reflection	141
C.6.1	Coupling to image in ground plane.....	141
C.6.2	Correction factors $\Delta F_{a,SSM}$ for F_a of biconical antenna	146
C.7	Uncertainty contribution due to the antenna radiation pattern.....	147
C.7.1	General	147
C.7.2	Biconical antennas	148
C.7.3	LPDA antennas.....	148
C.7.4	Hybrid antennas	149
C.7.5	Horn and LPDA antennas from 1 GHz to 18 GHz	150
Annex D (informative) Background information and rationale for calibration of antennas at frequencies above 1 GHz.....		
		153
D.1	Mismatch uncertainty	153
D.2	Mutual coupling between antennas and chamber reflection.....	153
D.3	Antenna separation distance and phase centre	153
D.4	Example gain of DRH at 1 m distance	155
Annex E (informative) Notes for measurement uncertainty budgets.....		
		157
E.1	General.....	157
E.2	Notes for measurement uncertainty budgets	157

Annex F (informative) Mismatch uncertainties from a two-port device connected between a transmit port and a receive port	167
Annex G (informative) Verification method for calibration of monopole antennas and uncertainty analysis of the ECSM.....	169
G.1 Verification method for calibration of monopole antennas by the plane wave method from 5 MHz to 30 MHz.....	169
G.1.1 Calibration procedure	169
G.1.2 Uncertainty evaluation for the calibration of monopole antennas by the plane wave method.....	170
G.2 Uncertainty analysis of the ECSM	170
G.2.1 Effect of rod length longer than $\lambda/8$	170
G.2.2 Effect on AF of monopole antenna mounted on a tripod	172
G.2.3 Monopole antenna receiving an electric field	173
G.2.4 Equivalent capacitance substitution method (ECSM)	173
G.2.5 Uncertainties associated with the ECSM.....	175
G.2.6 An alternative to the dummy antenna, for which $F_{ac} = V_D - V_L$	177
Annex H (informative) Helmholtz coil method for calibration of loop antennas up to 150 kHz	178
H.1 Measurement procedure	178
H.2 Uncertainties.....	180
Annex I (normative) Antenna pattern measurement method in the frequency range above 1 GHz, with measurement uncertainty budget.....	182
I.1 General.....	182
I.2 Test set-up	182
I.3 Test method.....	184
I.4 Test report.....	187
I.5 Uncertainty budget.....	187
Annex J (informative) Monte Carlo simulation of TAM loop antenna calibration measurement uncertainty – Example source code.....	189
Bibliography.....	192
Figure 1 – Set-up for AF determination using a network analyzer.....	30
Figure 2 – Set-up for AF determination using a measuring receiver and signal generator	30
Figure 3 – Example of mounting a capacitor in the dummy antenna	31
Figure 4 – Block diagram of TEM cell set-up for passive loop antennas	35
Figure 5 – Block diagram of TEM cell set-up for active loop antennas	36
Figure 21 – Loop antenna pair arrangements for the TAM.....	41
Figure 22 – Accuracy of Greene's formula and integral formula vs. frequency for $r_i = 0,05$ m, $r_j = 0,3$ m, and $d = 0,39$ m	42
Figure 23 – Examples of influence of ground plane on SIL in free-space condition.....	43
Figure 24 – Definitions of the parameters used in measurement uncertainty evaluation for $K(i,j)$	45
Figure 25 – Antenna arrangement for the current probe method (CPM).....	47
Figure 26 – Antenna arrangement for the standard antenna method	51
Figure 6 – Example of resonant spike due to poor biconical element connections, using 2 MHz increment.....	53
Figure 7 – Antenna set-up for SIL measurement at a free-space calibration site	61

Figure 8 – Antenna set-up for SIL and SA measurement at a ground-plane calibration site	61
Figure 9 – Antenna set-up for the TAM at a free-space calibration site	66
Figure 10 – Antenna set-up for the TAM at a calibration site with a metal ground plane	69
Figure 11 – Antenna set-up for the SSM	71
Figure 12 – Antenna set-up for the SAM at a calibration site with a metal ground plane	73
Figure 13 – Separation distance relative to the phase centre of an LPDA antenna	76
Figure 14 – LPDA antenna with a tapered curved geometry	78
Figure 15 – Separation distance with respect to the phase centre of horn antennas (see [49] for details)	79
Figure 16 – Schematic of a DRH showing relative locations of field point and phase centre of the DRH	80
Figure 17 – Biconical antenna set-up for SAM using vertical polarization, showing the paired monocone antenna and an example collapsible-element biconical AUC	93
Figure 18 – Test set-up for the calibration of LPDA and hybrid antennas positioned at a large height	96
Figure 19 – Set-up for LPDA antennas above absorber	98
Figure 20 – Set-up for transmission measurements using a network analyzer	100
Figure A.1 – Illustration of the angles of the electromagnetic rays subtended from the scanned LPDA antenna to the fixed height LPDA antenna and to the ground plane	111
Figure A.2 – F_a of biconical antenna with 200 Ω balun measured by the VP method of 9.3, and by the SSM method of 8.4 without correction	112
Figure A.3 – F_a of biconical antenna with 200 Ω balun measured by the VP method of 9.3, and by the SSM method of 8.4 with correction	112
Figure A.4 – Separation distance relative to the phase centre of an LPDA antenna	114
Figure A.5 – Statistical properties of multiple S_{21} sweeps (minimum, maximum, and mean value)	116
Figure A.6 – Standard deviation of S_{21}	116
Figure A.7 – Normalized standard deviation of S_{21}	117
Figure C.1 – Simplified model of a receive antenna	132
Figure C.2 – Insertion loss measurement for antenna calibration at a free-space calibration site	134
Figure C.3 – Insertion loss measurement for antenna calibration at a calibration site with a metal ground plane	136
Figure C.4 – Comparison of field strength given by Equation (C.17) versus in near-field region given by Equation (C.31)	139
Figure C.5 – Theoretical calculations of proximity coupling effects on the AF from the TAM (free-space conditions)	141
Figure C.6 – Deviation of AF from free-space value, F_a , caused by mutual coupling to the image in a metal ground plane (theoretical results)	143
Figure C.7 – Variation of $F_a(h,H)$ of biconical antenna with 50 Ω balun, 30 MHz to 320 MHz at heights every 0,5 m above a ground plane from 1 m to 4 m	144
Figure C.8 – AF of Figure C.7 normalized to free-space AF	144
Figure C.9 – Variation of $F_a(h,H)$ of biconical antenna with 200 Ω balun, 30 MHz to 320 MHz at heights every 0,5 m above a ground plane from 1 m to 4 m	145
Figure C.10 – Diagram of one triangular section of a biconical antenna element	147
Figure C.11 – Examples of radiation patterns (relative realized gain) of two example biconical antennas compared to ideal half-wave tuned dipole antenna	148

Figure C.12 – Examples of radiation patterns (relative realized gain) of three example LPDA antennas, compared to ideal half-wave tuned dipole antenna.....	149
Figure C.13 – Examples of radiation patterns (relative realized gain) of an example hybrid antenna, compared to ideal half-wave tuned dipole antenna.....	150
Figure C.14 – Example radiation patterns for classical DRH antenna.....	151
Figure C.15 – Example radiation patterns for novel DRH antenna.....	151
Figure C.16 – Example radiation patterns for classical LPDA antenna.....	152
Figure C.17 – Example radiation patterns for V-type LPDA antenna.....	152
Figure D.1 – Relative phase centres of a DRH antenna and an LPDA antenna.....	154
Figure D.2 – A transmission system between a horn antenna and an LPDA antenna.....	155
Figure D.3 – Measured AFs of a DRH antenna at 4,5 GHz.....	155
Figure D.4 – Graph showing the realized gain at 1 m for a DRH antenna.....	156
Figure E.1 – Comparison of measured and predicted SIL for calculable dipole antenna – 60 MHz element.....	160
Figure E.2 – Comparison of measured and predicted SIL for calculable dipole antenna – 180 MHz element.....	161
Figure E.3 – Reflectivity of chamber absorbing materials.....	165
Figure E.4 – Laser alignment system.....	165
Figure F.1 – Flow graph representation of a two-port device between a transmit port and a receiver port.....	167
Figure F.2 – Signal flow reduction.....	167
Figure G.1 – Diagram showing how the brass rod connects to the type N male bulkhead connector.....	170
Figure G.2 – Graph of the magnitude of the $\tan(\dots)$ ratio term in Equation (4) of 5.1.2.2.....	171
Figure G.3 – Graphical presentation of Equation (4) of 5.1.2.2 self-capacitance C_a of a 1 m monopole.....	171
Figure G.4 – Graphical presentation of Equation (5) of 5.1.2.2 height correction factor L_h	172
Figure G.5 – Calibration set-up consisting of a biconical and a loop antenna, and an elevated monopole antenna with vertical feed wires.....	173
Figure G.6 – Equivalent circuit representation for a monopole antenna system.....	173
Figure G.7 – Monopole antenna calibration using the ECSM.....	174
Figure G.8 – Equivalent circuit representation for the ECSM.....	174
Figure G.9 – Simplified circuit representation for Figure G.8.....	175
Figure G.10 – Circuit for dummy antenna simulating the effects of the antenna effective height, h_e	177
Figure H.1 – Diagram of Helmholtz coil method set-up.....	178
Figure H.2 – Variation of H/I across the central plane between the coils.....	180
Figure I.1 – Typical set-up for antenna pattern measurement.....	183
Figure I.2 – Definition of d_1	183
Figure I.3 – Definition of d_2	184
Figure I.4 – With d_1 held constant, d_2 is increased in x cm steps.....	185
Figure I.5 – With d_2 held constant, d_1 is increased in x cm steps.....	185
Figure I.6 – Distance and angle correction.....	187

Table 1 – Summary of calibration methods above 30 MHz for F_a	25

Table 2 – Calibration methods above 30 MHz by subclause number	26
Table 3 – Frequency increments for monopole antenna calibration	27
Table 4 – Example measurement uncertainty budget for F_{ac} of a monopole antenna calibrated by the ECSM using Equation (9)	33
Table 5 – Example measurement uncertainty budget for F_{aH} of a loop antenna measured in a TEM cell	37
Table 15 – Examples for valid use of Equation (65)	41
Table 16 – Example of an uncertainty budget for site insertion loss $A_i(i,j)$	45
Table 17 – Example of an uncertainty budget for $K(i,j)$ as used by the TAM	46
Table 18 – Example of an uncertainty budget for F_{aH} of a loop antenna determined by the TAM – expanded uncertainty at 30 MHz	46
Table 19 – Example of an uncertainty budget for F_{aH} of a loop antenna determined by the current probe method – expanded uncertainty at 30 MHz	49
Table 20 – Example of an uncertainty budget for transfer impedance $ Z $ according to the jig method of CISPR 16-1-2	50
Table 21 – Example of an uncertainty budget for $F_{aH}(AUC)$ of a loop antenna determined by the standard antenna method – expanded uncertainty at 30 MHz	51
Table 6 – Frequency increments for broadband antenna calibration	52
Table 7 – Example measurement uncertainty budget for common components of a SIL measurement result evaluated from Equation (20)	62
Table 8 – Parameters used to determine phase centres of segments A and B	78
Table 9 – Example measurement uncertainty budget for F_a of a horizontally-polarized biconical antenna measured by the SSM	87
Table 10 – Example measurement uncertainty budget for F_a of a biconical antenna measured by the SAM in a FAR over the frequency range 30 MHz to 300 MHz	90
Table 11 – Example measurement uncertainty budget for F_a of a tuned dipole antenna obtained by the SAM in a FAR at a free-space calibration site, using a calculable tuned dipole as the STA in the frequency range above 60 MHz	91
Table 12 – Example measurement uncertainty budget for F_a of a biconical antenna measured using the SAM for vertical polarization over the frequency range 30 MHz to 300 MHz	94
Table 13 – Example measurement uncertainty budget for F_a of LPDA and hybrid antennas measured by the TAM at 4 m height for the frequency range 200 MHz to 3 GHz	97
Table 14 – Example measurement uncertainty budget for F_a of a horn antenna measured by the TAM above 1 GHz for 3 m separation in free space	101
Table A.1 – Example type N male and female connector pin depths and tolerances using a type N pin-depth gauge	117
Table A.2 – Typical type N adaptor characteristics	118
Table B.1 – Antenna set-up for the SAM for tuned dipole antennas with averaging of $F_a(h,H)$	122
Table B.2 – Antenna set-up for the SAM for biconical antennas with averaging of $F_a(h,H)$	123
Table B.3 – Example measurement uncertainty budget for $F_a(h,H)$ of a biconical antenna measured by the SAM over the frequency range 30 MHz to 300 MHz	123
Table B.4 – Example measurement uncertainty budget for F_a of a biconical antenna obtained by the SAM with averaging of $F_a(h,H)$ in the frequency range below 300 MHz	125
Table B.5 – Example measurement uncertainty budget for $F_a(h,H)$ of a biconical antenna obtained by the TAM with the antenna set-up specified in Table B.2	126

Table B.6 – Example measurement uncertainty budget for F_a of a biconical antenna obtained by the TAM with averaging of $F_a(h, H)$ in the frequency range below 300 MHz	126
Table B.7 – Antenna set-ups for the SAM for determining F_a of tuned dipole antennas at specific frequencies in the range 30 MHz to 1 000 MHz	128
Table B.8 – Example measurement uncertainty budget for F_a of a tuned dipole antenna obtained by the SAM using the antenna set-ups specified in Table B.7	129
Table B.9 – Example measurement uncertainty budget for F_a of a tuned dipole antenna obtained by the TAM using the antenna set-ups specified in Table B.7	130
Table C.1 – Examples of the antenna height range h for horizontal polarization for an error $\leq 0,3$ dB	145
Table C.2 – Correction factors $\Delta F_{a,SSM}$ to convert AF measured by SSM to F_a	146
Table C.3 – Mechanical dimensions for the biconical antenna [52]	147
Table G.1 – Example measurement uncertainty budget for F_a of a monopole antenna measured by the SAM	170
Table H.1 – Example measurement uncertainty budget for F_{aH} of a loop antenna measured by the Helmholtz coil method for the frequency range 50 kHz to 150 kHz	181
Table I.1 – Correction of angle α for a distance of $d_1 = 3$ m (refer to Figure I.6)	186
Table I.2 – Example measurement uncertainty budget for antenna pattern measurement above 1 GHz	188

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION
INTERNATIONAL SPECIAL COMMITTEE ON RADIO INTERFERENCE

**SPECIFICATION FOR RADIO DISTURBANCE AND IMMUNITY
MEASURING APPARATUS AND METHODS –**

**Part 1-6: Radio disturbance and immunity measuring apparatus –
EMC antenna calibration**

FOREWORD

- 1) The International Electrotechnical Commission (IEC) is a worldwide organization for standardization comprising all national electrotechnical committees (IEC National Committees). The object of IEC is to promote international co-operation on all questions concerning standardization in the electrical and electronic fields. To this end and in addition to other activities, IEC publishes International Standards, Technical Specifications, Technical Reports, Publicly Available Specifications (PAS) and Guides (hereafter referred to as "IEC Publication(s)"). Their preparation is entrusted to technical committees; any IEC National Committee interested in the subject dealt with may participate in this preparatory work. International, governmental and non-governmental organizations liaising with the IEC also participate in this preparation. IEC collaborates closely with the International Organization for Standardization (ISO) in accordance with conditions determined by agreement between the two organizations.
- 2) The formal decisions or agreements of IEC on technical matters express, as nearly as possible, an international consensus of opinion on the relevant subjects since each technical committee has representation from all interested IEC National Committees.
- 3) IEC Publications have the form of recommendations for international use and are accepted by IEC National Committees in that sense. While all reasonable efforts are made to ensure that the technical content of IEC Publications is accurate, IEC cannot be held responsible for the way in which they are used or for any misinterpretation by any end user.
- 4) In order to promote international uniformity, IEC National Committees undertake to apply IEC Publications transparently to the maximum extent possible in their national and regional publications. Any divergence between any IEC Publication and the corresponding national or regional publication shall be clearly indicated in the latter.
- 5) IEC itself does not provide any attestation of conformity. Independent certification bodies provide conformity assessment services and, in some areas, access to IEC marks of conformity. IEC is not responsible for any services carried out by independent certification bodies.
- 6) All users should ensure that they have the latest edition of this publication.
- 7) No liability shall attach to IEC or its directors, employees, servants or agents including individual experts and members of its technical committees and IEC National Committees for any personal injury, property damage or other damage of any nature whatsoever, whether direct or indirect, or for costs (including legal fees) and expenses arising out of the publication, use of, or reliance upon, this IEC Publication or any other IEC Publications.
- 8) Attention is drawn to the Normative references cited in this publication. Use of the referenced publications is indispensable for the correct application of this publication.
- 9) Attention is drawn to the possibility that some of the elements of this IEC Publication may be the subject of patent rights. IEC shall not be held responsible for identifying any or all such patent rights.

This consolidated version of the official IEC Standard and its amendments has been prepared for user convenience.

CISPR 16-1-6 edition 1.2 contains the first edition (2014-12) [documents CISPR/A/1087/FDIS and CISPR/A/1098/RVD], its amendment 1 (2017-01) [documents CISPR/A/1195/FDIS and CISPR/A/1204/RVD] and its amendment 2 (2022-03) [documents CIS/A/1362/FDIS and CIS/A/1365/RVD].

This Final version does not show where the technical content is modified by amendments 1 and 2. A separate Redline version with all changes highlighted is available in this publication.

International Standard CISPR 16-1-6 has been prepared by CISPR subcommittee A: Radio-interference measurements and statistical methods.

It has the status of a basic EMC Standard in accordance with IEC Guide 107, *Electromagnetic compatibility – Guide to the drafting of electromagnetic compatibility publications*.

This publication has been drafted in accordance with the ISO/IEC Directives, Part 2.

A list of all parts of CISPR 16 series, under the general title *Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods*, can be found on the IEC website.

The committee has decided that the contents of the base publication and its amendments will remain unchanged until the stability date indicated on the IEC web site under "<http://webstore.iec.ch>" in the data related to the specific publication. At this date, the publication will be

- reconfirmed,
- withdrawn,
- replaced by a revised edition, or
- amended.

IMPORTANT – The 'colour inside' logo on the cover page of this publication indicates that it contains colours which are considered to be useful for the correct understanding of its contents. Users should therefore print this document using a colour printer.

SPECIFICATION FOR RADIO DISTURBANCE AND IMMUNITY MEASURING APPARATUS AND METHODS –

Part 1-6: Radio disturbance and immunity measuring apparatus – EMC antenna calibration

1 Scope

This part of CISPR 16 provides procedures and supporting information for the calibration of antennas for determining antenna factors (AF) that are applicable to antennas intended for use in radiated disturbance measurements.

It has the status of a basic EMC Standard in accordance with IEC Guide 107, *Electromagnetic compatibility – Guide to the drafting of electromagnetic compatibility publications*.

The AF of an antenna is influenced by nearby surroundings and by its position in space relative to the radiating source. This standard focuses on antenna calibrations that provide the AF in a free-space environment in the direction of the boresight of the antenna. The frequency range addressed is 9 kHz to 18 GHz. The relevant antenna types covered in this standard are monopole, loop, dipole, biconical, log-periodic dipole-array (LPDA), hybrid and horn antennas.

Guidance is also provided on measurement uncertainties associated with each calibration method and configuration, and the test instrumentation used.

2 Normative references

The following documents, in whole or in part, are normatively referenced in this document and are indispensable for its application. For dated references, only the edition cited applies. For undated references, the latest edition of the referenced document (including any amendments) applies.

CISPR 16-1-2, *Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods – Part 1-2: Radio disturbance and immunity measuring apparatus – Coupling devices for conducted disturbance measurements*

CISPR 16-1-4:2019, *Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods – Part 1-4: Radio disturbance and immunity measuring apparatus – Antennas and test sites for radiated disturbance measurements*

CISPR 16-1-5:2014, *Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods – Part 1-5: Radio disturbance and immunity measuring apparatus – Antenna calibration sites and reference test sites for 5 MHz to 18 GHz*

IEC 60050-161, *International Electrotechnical Vocabulary (IEV) – Chapter 161: Electromagnetic compatibility*

ISO/IEC Guide 98-3:2008, *Uncertainty of measurement – Part 3: Guide to the expression of uncertainty in measurement (GUM:1995)*

3 Terms, definitions and abbreviations

3.1 Terms and definitions

For the purposes of this document, the following terms and definitions, as well as those given in IEC 60050-161, apply.

NOTE Full terms for abbreviations not already given in 3.1 are listed in 3.2.

3.1.1 Antenna terms

3.1.1.1

antenna

transducer that converts the guided electromagnetic energy of the feed line into a radiated wave in space and vice versa

Note 1 to entry: In the context of this standard, for antennas for which a balun is intrinsic to the functioning of the antenna, the term "antenna" includes the balun.

3.1.1.2

biconical antenna

symmetric antenna formed by two conical radiating elements having a common axis, and adjacent vertices at which they are fed

Note 1 to entry: For use in the VHF band, biconical antennas are usually made of two conical-shaped wire cages. Often each cage has a cross-bar connecting the centre conductor and one of the peripheral wires to remove a narrowband resonance. Such shorting cross-bars can affect the characteristics of the antenna above 215 MHz. For more details, see also A.4.3.

Note 2 to entry: For the purpose of this standard, a biconical antenna for which the tip-to-tip length is between 1,3 m and 1,4 m (based on the MIL-STD-461 design with tip-to-tip length of 1,37 m [45]¹⁾), is referred to as a classical biconical antenna, to distinguish from small biconicals whose upper frequency is above 300 MHz.

3.1.1.3

broadband antenna

antenna having acceptable characteristics over a wide range of radio frequencies

3.1.1.4

calculable antenna

dipole-like antenna of which the antenna factor of a single antenna, and the site insertion loss between a pair of antennas, may be calculated using either analytical or numerical (method of moments) techniques based on the dimensions, load impedance and geometrical parameters, and that can be verified by measurement

Note 1 to entry: The calculable dipole antenna is a special case of calculable antenna; the good agreement between the analytical and numerical formulations confirms the very low uncertainties achievable with the linear dipole. A calculable dipole antenna is described in CISPR 16-1-5.

3.1.1.5

horn antenna

antenna consisting of a waveguide section in which the cross-sectional area increases towards an open end, which is known as the aperture

Note 1 to entry: Rectangular-waveguide pyramidal horn antennas are popular in the microwave frequency range above about 1 GHz. Double-ridged-waveguide horn antennas (DRH; sometimes also referred to as DRG horn, for double-ridged-guide) cover a very wide frequency range. The mainlobe of some DRH antennas splits into several beams at higher frequencies; for other details see the NOTE in 9.5.1.3.

1) Numbers in square brackets refer to the Bibliography.

3.1.1.6

hybrid antenna

antenna consisting of a wire-element log-periodic dipole array section and a broadband dipole section

Note 1 to entry: The longest element of the LPDA (see 3.1.1.7) section is typically resonant at approximately 200 MHz, and the boom is lengthened at the open-circuit (rear) end to feed the connected broadband dipole (e.g. biconical or bowtie) section. Over the range 30 MHz to 200 MHz, the broadband dipole exhibits a performance similar to a biconical antenna, notably in the variation of $F_a(h,p)$.

Note 2 to entry: A common-mode choke is typically used at the open-circuit end (i.e. rear) of the boom, to minimize parasitic (unintended) RF currents on the outer conductor of the coaxial cable flowing into the measuring receiver.

3.1.1.7

log-periodic dipole array antenna

LPDA antenna

antenna comprising an array of linear dipole elements whose lengths and spacings increase logarithmically with frequency from the tip to the larger end of the antenna

3.1.1.8

monopole antenna

linear vertical antenna that is normally placed on a large horizontal conducting ground plane, which then has characteristics like a vertically polarized dipole antenna

Note 1 to entry: The monopole antenna is a combination of a vertical rod and matching unit at its base. Provided that the combined height is less than $\lambda/8$, the ECSM is a valid method for measuring the AF.

Note 2 to entry: The term "rod" describes the metal rod that is detachable from the matching unit at the point where it is replaced by the dummy antenna in the ESCM.

3.1.1.9

resonant dipole antenna

tuned dipole antenna

antenna consisting of two straight collinear conductors of equal length, placed end to end, separated by a small gap constituting a balanced feed, with each conductor approximately a quarter-wavelength long such that at the specified frequency the input impedance of the antenna measured across the gap has zero reactance when the dipole is located in free space

Note 1 to entry: A resonant dipole antenna is also a calculable antenna (see 3.1.1.4). In this standard the term "linear dipole" implies "two straight collinear conductors," in contrast to the biconical dipole, or array of dipoles as in the LPDA antenna.

3.1.1.10

standard antenna

STA

antenna for which the AF is calculated or measured precisely

Note 1 to entry: An STA may be a calculable antenna (see 3.1.1.4) such as specified in 4.3 of CISPR 16-1-5:2014; alternatively an STA can be an antenna of a type similar to the AUC that has been calibrated to lower uncertainties than is required for the AUC. The three antenna method (TAM) is an example of methods for precise measurement of the AF of an STA.

Note 2 to entry: An STA is used for measurements by the standard antenna method (SAM) (see 4.3.5, etc.). An STA is mechanically robust such that reproducibility of AF to better than $\pm 0,2$ dB is maintained with continuous use of the STA. Balance and cross-polar criteria applicable to the STA are found in 6.3.2 and 6.3.3.

3.1.1.11

antenna under calibration

AUC

antenna being calibrated, and as distinguished from the paired antenna(s) that are used in calibration measurements of the antenna under calibration

Note 1 to entry: See also 3.1.1.12 paired antenna.

3.1.1.12

paired antenna

antenna used in antenna calibration that covers the frequency range of the AUC and has similar directivity as the AUC

Note 1 to entry: Example antenna pairs for the TAM include biconical-biconical, biconical-dipole, biconical-hybrid, LPDA-hybrid, LPDA-LPDA, LPDA-horn.

Note 2 to entry: The distinction in the function of a paired antenna in the TAM and the SAM is given in 6.2.1.

Note 3 to entry: See 8.3.3 for description of similarity of antennas.

3.1.1.13

balun

device for transforming an unbalanced transmission line to a balanced transmission line and vice-versa

Note 1 to entry: A balun is used, for example, to couple balanced antenna elements to an unbalanced feed line, such as a coaxial cable. A balun may exhibit inherent impedance transformation differing from unity.

Note 2 to entry: In this standard the word balun is also used to refer to the handle of biconical or hybrid antennas, usually in the form of a metal tube or pole.

3.1.1.14

antenna directivity

ratio of the radiation intensity of an antenna in its boresight direction to the average radiation intensity

Note 1 to entry: See also 3.1.1.18 boresight direction, and 3.1.1.15 radiation pattern.

Note 2 to entry: The default definition of directivity is relative to the isotropic radiation condition (i.e. for the average radiation intensity, as in this definition), with the unit symbol dBi. When the reference is a half-wave dipole, which has a directivity of 1,64, the unit symbol is dBd ($y \text{ dBd} = x \text{ dBi} - 2,15 \text{ dB}$).

3.1.1.15

radiation pattern

directional dependence of the relative intensity of radiation at a fixed distance from the phase centre of a transmit antenna

Note 1 to entry: See also 3.1.1.14 antenna directivity. The radiation patterns of interest for EMC testing are the co-polarized E-plane (see 3.1.1.16) and H-plane (see 3.1.1.17) radiation patterns.

3.1.1.16

principal E-plane

plane containing the electric field vector and the direction of maximum radiation, for a linearly-polarized antenna

Note 1 to entry: The principal E-plane pattern can be obtained by rotating in azimuth a horizontally-polarized AUC about its centre and measuring its output voltage, using a co-polarized transmit antenna situated in the far-field of the AUC in a horizontal plane containing the centres of the AUC and the transmit antenna.

3.1.1.17

principal H-plane

plane containing the magnetic field vector and the direction of maximum radiation, for a linearly-polarized antenna

Note 1 to entry: The principal H-plane pattern can be obtained by rotating in azimuth a vertically-polarized AUC about its centre and measuring its output voltage, using a co-polarized transmit antenna situated in the far-field of the AUC, in a horizontal plane containing the centres of the AUC and the transmit antenna.

3.1.1.18

boresight direction

the axis of an antenna determined by its radiation properties, which for EMC antennas is the direction of maximum radiation from the antenna

Note 1 to entry: For EMC antennas the direction of maximum signal is usually: a) coincident with the direction in line with the mechanical longitudinal axis of LPDA antennas; b) orthogonal to the elements of monopole, dipole, and biconical antennas; c) orthogonal to the front aperture of horn antennas. In each of these cases, the orthogonal line is coincident with the centre of the antenna.

3.1.1.19

null

node in signal level resulting from the vector sum of the direct and ground-reflected signals at the receive antenna and with the level being considerably lower than the in-phase sum of these signals

Note 1 to entry: The depth of a null is measured from the in-phase sum of the direct and ground reflected signals. A null in the received signal occurs when the antennas are above a ground plane at heights such that the direct and ground reflected signal are in anti-phase, which can result in large errors in the calculation of AF. A null extends from 90° to 180° out of phase. At 90° the null depth is 6,02 dB. The depth is compared to the nearest adjacent maximum signal in the swept frequency response (or height scan of one antenna at a fixed frequency). Accurate AF results can be obtained in a null deeper than 6 dB, but the operator needs to confirm the quality of their ground plane, e.g. by using a calculable dipole antenna.

Note 2 to entry: The dip in signal level on boresight for some DRH antennas is sometimes referred to as a null. This definition does not apply to such dips.

Note 3 to entry: IEC 60050-726:1982, 726-02-07 defines standing-wave minimum, with synonym node (of a standing wave), as the location in a propagation medium where the vectorial sum of a specified field quantity of two waves creating a standing wave is a minimum.

3.1.2 Antenna factor terms

3.1.2.1

antenna factor

F_a

ratio of the electric field strength of a plane wave, incident from the direction corresponding to the mechanical boresight (i.e. the main axis of the antenna), to the voltage induced across a specified load connected to the antenna, measured in a free-space environment

Note 1 to entry: See 4.2 for further details. In this standard, the symbol F_a is synonymous with free-space antenna factor. Antenna factor is also used as a generic term, signified by AF, which includes free-space AF and height-dependent AF (see 3.1.2.4). AF has the physical dimension (unit) of inverse metres (m^{-1}), and measured AF data are normally expressed in $\text{dB}(\text{m}^{-1})$ [i.e. F_a , F_{ac} , $F_a(h)$, $F_a(h,p)$, or $F_a(d)$]. Plane wave incidence implies far-field conditions; see C.4. See also C.2 and C.3 for a generalized description of AF, antenna gain, and insertion loss measurements.

3.1.2.2

antenna factor for monopole antenna calibrated in plane wave conditions

F_a

ratio of the electric field strength of a plane wave, incident from a direction orthogonal to the antenna rod, to the voltage induced across a specified load connected to the antenna, measured with the bottom surface of its matching unit on, and in electrical contact with, the ground plane of an OATS

Note 1 to entry: The symbol F_a is used only when antenna factor is expressed in dB.

Note 2 to entry: The relationship between AF and gain for a monopole differs from that for other antennas; i.e. see C.2.2.

3.1.2.3

antenna factor for monopole antenna calibrated by the ECSM

F_{ac}

antenna factor measured by the Equivalent Capacitance Substitution Method

Note 1 to entry: The symbol F_{ac} is used only when antenna factor is expressed in dB.

Note 2 to entry: See 5.1.2. A method to correct F_{ac} for the influence of the matching unit to arrive at F_a is given in 5.1.2.2. The relationship between AF and gain for a monopole differs from that for other antennas; i.e. see C.2.2.

3.1.2.4

height-dependent antenna factor

$F_a(h,p)$, $F_a(h)$

antenna factor, as a function of height, h , and polarization, p , of an antenna located at a specified height h above the ground plane of an ideal OATS

Note 1 to entry: When the designator p is omitted, as in $F_a(h)$, horizontal polarization is assumed. Horizontal polarization is made explicit for example by $F_a(h,H)$ as in B.4.2.

3.1.2.5

magnetic field antenna factor

F_{aH}

ratio of the strength of an incident magnetic field component that is orthogonal to the area encircled by a loop element to the voltage induced across a specified load connected to the antenna

Note 1 to entry: The symbol F_{aH} is used only when antenna factor is expressed in dB. The quantity F_{aH} is expressed in dB(S/m) or dB($\Omega^{-1}\text{m}^{-1}$).

Note 1 to entry: The unit dB(pT/ μV) is used in some standards (but not in CISPR 16-1-6), which can be converted to dB(S/m) by subtracting 2 dB.

Note 3 to entry: CISPR 16-1-4 specifies loop antennas for magnetic field strength measurements in the frequency range of 9 kHz to 30 MHz.

3.1.3 Measurement site terms

3.1.3.1

anechoic chamber

shielded enclosure that is lined with radio-frequency absorbers to reduce reflections from the internal surfaces

Note 1 to entry: There are two different types of anechoic chamber, i.e. fully-anechoic room (see 3.1.3.5) and semi-anechoic chamber (see 3.1.3.8).

Note 2 to entry: An anechoic chamber suitable for antenna calibration has a more strict RF performance specification compared with a chamber for EMC radiated disturbance measurements (for details, see CISPR 16-1-5).

3.1.3.2

calibration site

any site at which an antenna is calibrated

Note 1 to entry: Calibration sites include a CALTS (see 3.1.3.3) on which the ground reflection is intentionally used, a FAR (see 3.1.3.5), and an open-area calibration site (see Clause 6 of CISPR 16-1-5:2014) at which the antennas are high enough above the ground to reduce the ground reflection. For each of these, the reflections from all directions meet the appropriate site acceptance criteria for antenna calibration.

3.1.3.3

calibration test site

CALTS

calibration site with a metallic ground plane and tightly specified site insertion loss in horizontal electric field polarization

Note 1 to entry: A CALTS is used for the measurement of height dependent AF, and to measure free-space AF by the standard site method.

Note 2 to entry: A CALTS can also be validated for: a) vertical polarization using the method of 4.7 of CISPR 16-1-5:2014; and b) other specific antenna calibration methods using the methods of 4.9 and 4.10 of CISPR 16-1-5:2014.

3.1.3.4

free space

environment where it has been shown that the effect of any obstacle, including the ground, on the direct radiated signals passing directly between two antennas is below a specified uncertainty contribution for the measurement of F_a

3.1.3.5

fully-anechoic room

FAR

an enclosure, the six internal surfaces of which are lined with radio-frequency absorbing material (i.e. RF absorber) that attenuates electromagnetic energy in the frequency range of interest

Note 1 to entry: A FAR suitable for antenna calibration has a tighter field uniformity specification compared with that for EMC radiated disturbance measurement specified in CISPR 16-1-4. If ambient RF interference prevents the required SNR, the FAR should be built inside a shielded enclosure.

3.1.3.6

ideal open-area test site

ideal OATS

open-area test site having a perfectly flat, perfectly conducting ground plane of infinite area, and with no reflecting objects except the ground plane

Note 1 to entry: An ideal OATS is a theoretical construct that is used in the calculation of the theoretical normalized site insertion loss A_1 for ground-plane sites and in the modelling of antennas. See also 3.1.3.7 open-area test site.

3.1.3.7

open-area test site

OATS

facility for measurements and calibrations in which the ground reflection is made reproducible by a large flat electrically conducting ground plane

Note 1 to entry: An OATS can be used for radiated disturbance measurements, where it is also designated as a COMTS. An OATS can also be used for antenna calibrations, where it is designated as a CALTS.

Note 2 to entry: An OATS is an uncovered outdoor site, and is far enough away from buildings, electric lines, fences, trees, underground cables, pipelines, and other potential reflective objects, so that the effects due to such objects are negligible. See also 3.1.3.3 definition of a CALTS, and 3.1.3.6 definition of an ideal OATS. See CISPR 16-1-4 for guidance on the construction of an OATS.

3.1.3.8

semi-anechoic chamber

SAC

shielded enclosure, in which five of the six internal surfaces are lined with radio-frequency absorbing material (i.e. RF absorber) that attenuates electromagnetic energy in the frequency range of interest, and the bottom horizontal surface is a conducting ground plane for use with OATS test set-ups

Note 1 to entry: A SAC suitable for antenna calibration has a tighter normalized site attenuation specification for the purposes of antenna calibration compared with that for EMC radiated disturbance measurement. If ambient RF interference prevents the required SNR, the SAC should be built inside a shielded enclosure; see also 3.1.3.5 fully-anechoic room.

3.1.4 Other terms

3.1.4.1

measuring receiver

signal measuring instrument, such as a stepping receiver, a spectrum analyzer, or the receiving part of a network analyzer, that fulfils the selectivity and linearity requirements of the relevant calibration method

Note 1 to entry: The term measuring receiver may also imply the full functions of a vector network analyzer. In this standard, the term "signal" means a sinusoidal signal with constant amplitude; see 6.2.1 for other details. For the purposes of antenna calibration, this definition is a modification of that found in CISPR 16-1-1 [1] and CISPR 16-2-3 [2].

3.1.4.2 site attenuation

SA

A_s

minimum site insertion loss measured between two polarization-matched antennas located above a conducting ground plane on a calibration site when one antenna is moved vertically over a specified height range and the other is set at a fixed height

Note 1 to entry: The terms site insertion loss (see 3.1.4.3) and site attenuation describe essentially the same measurement quantity, however the term SA is used in the context of finding the minimum value of the site insertion loss (SIL) measured for a pair of antennas when one antenna was scanned in height above a ground plane.

3.1.4.3 site insertion loss

SIL

A_i

transmission loss between two polarization matched antennas when a direct electrical connection via cables and attenuators between the signal generator output and the measuring receiver input is replaced by a transmit antenna and a receive antenna placed at specified positions on a calibration site

Note 1 to entry: Refer to 7.2 for other details.

Note 2 to entry: The symbol A_i uses A as the conventional symbol for attenuation, with the subscript i denoting insertion; for A_i the subscript is not to be confused with usage in this standard of i as an index symbol, e.g. $i = 1, 2, 3$.

3.2 Abbreviations

The following are abbreviations used in this standard that are not already given in 3.1.

AF	antenna factor
CPM	current probe method
DANL	displayed average noise level
DVM	digital voltmeter
DRH	double-ridged horn
EM	electromagnetic
EMC	electromagnetic compatibility
ECSM	equivalent capacitance substitution method
EUT	equipment under test
GTEM	gigahertz transverse electromagnetic
HP	horizontal polarization
LNA	low-noise amplifier
NEC	Numerical Electromagnetics Code (wire antenna modelling software)
NSA	normalized site attenuation
RF	radio frequency
RSS	root-sum-square (square root of the sum of the squares)
SAM	standard antenna method
SFM	standard field method
SNR	signal-to-noise ratio
SSM	standard site method

TAM	three antenna method
TEM	transverse electromagnetic
VNA	vector network analyzer
VP	vertical polarization
VSWR	voltage standing wave ratio

4 Fundamental concepts

4.1 General

This standard specifies methods to calibrate antennas that are used to perform radiated disturbance measurements. The main calibration parameter is antenna factor, F_a , which can be equivalently converted to realized gain (see Annex C).

It is recognized that when used in accordance with the test methods defined in CISPR 16-2-3 [2], the measurement antenna may not be in free space, being located instead above a metallic ground plane at a height of between 1 m and 4 m. Methods are specified in Annex B to measure the antenna factor as a function of height and polarization above a metallic ground plane, $F_a(h,p)$. These methods allow the differences between the F_a and $F_a(h,p)$ values of an antenna to be quantified and included as a contribution to the uncertainty associated with performing radiated disturbance measurements above a metallic ground plane. See A.1 for rationale of the need for a ground plane, and rationale of a choice of calibration methods based on available test sites, available state-of-the-art knowledge, and a required uncertainty level.

Associated with each antenna calibration method is a method for validating a calibration site, and an acceptance criterion for that site that is related to the uncertainty required of the AF. The relevant site specifications and site validation methods are given in CISPR 16-1-5.

4.2 The concept of antenna factor

The antenna factor F_a , in dB(m⁻¹), as defined in 3.1.2.1, is determined by Equation (1):

$$F_a = E - V \quad (1)$$

where

E is the field strength in dB(μV/m) of the incident plane wave that illuminates the antenna;

V is the resultant voltage in dB(μV) across the output terminal of the antenna.

As shown in C.2.1, the AF depends on the load Z_0 connected to the antenna output as well as the impedance Z_0' seen from the gap between the radiating elements towards the load. An antenna factor is also affected by mutual coupling to its surroundings, for example the proximity of other antennas, the ground, and buildings. However, with the definition of AF as being in a free-space environment, these effects on F_a are minimized. The quantity V is normally measured at the receiver end of a cable connecting the antenna to the receiver, therefore V is to be corrected by the cable loss [see e.g. Equation (48) in 7.4.3.1]. A mismatch loss correction would also be required for a cable with poor match (i.e. see 6.2.2).

This standard assumes that radiated disturbance measurements are made using F_a (see rationale given in A.4). In radiated emission measurements, the incident field strength, E , can be calculated from a reading, V , of a measuring receiver connected to the antenna using $E = V + F_a$, where E is in dB(μV/m), V is in dB(μV) and F_a is in dB(m⁻¹). The effect of any influence factor within the calibration environment that perturbs F_a is treated as a source of uncertainty; for other details see 7.3 of CISPR 16-2-3:2010 [2].

Measurements of radiated disturbance from an EUT are made at a fixed distance, e.g. 3 m. Where the distance from the EUT to the demarcated geometrical centre of an LPDA antenna is used, there will be an error in the electric field strength at frequencies not corresponding to that at the centre of the LPDA antenna. The electric field strength can be corrected for the difference between the actual phase centre position and the geometrical centre position as described in A.6.2 and CISPR 16-2-3 [2], or alternatively this correction can be built into the antenna factor.

Use of a horizontally-polarized dipole, biconical or hybrid antenna for EUT radiated disturbance measurements above a metallic ground plane introduces uncertainty caused by mutual coupling with the image of the antenna in the ground plane. This changes the impedance of the radiating elements seen by the balanced terminals of the balun, and changes F_a into a height dependent AF, $F_a(h,p)$. To quantify the uncertainties contributed by the difference of $F_a(h,p)$ from F_a , it is acceptable for this difference to be obtained from generic measurements, or simulations of each model of antenna. An antenna manufacturer may be able to provide $F_a(h,p)$ over the height range 1 m to 4 m.

4.3 Calibration methods for 30 MHz and above

4.3.1 General

This subclause provides basic considerations for the antenna calibration methods defined in this standard. Free-space AF, F_a , and height-dependent AF, $F_a(h,p)$, can be measured using either the three antenna method (TAM) or the standard antenna method (SAM). F_a can also be measured using the standard site method (SSM), including a correction.

By the reciprocity theorem, it is not necessary to specify which antenna shall transmit or receive. The measurement of any AUC requires a second antenna, which shall be referred to as its “paired” antenna (see 3.1.1.12), leaving the calibration laboratory to decide which is most convenient to connect to the signal source or the receiver. An exception is that antennas with preamplifiers shall only be connected to the receiver. All calibration methods are based on the SIL measurement procedure described in 7.2.

4.3.2 Antenna minimum separation distances

For calibrations using the TAM, the separation of the antenna pair shall be precisely known so that it can be used in the equation for the calculation of F_a . During the calibration of dipole and LPDA antennas, a fixed separation of 2λ at the lowest frequency of interest shall be maintained between the phase centres of the antenna pair. For the calibration of biconical and hybrid antennas, a fixed separation of 10 m can be maintained because the longest dipole elements behave as short dipoles below 60 MHz. See C.5 for other details.

NOTE Although 10 m is only one wavelength (λ) at 30 MHz, the length of a biconical antenna is only $0,14\lambda$, and there is negligible mutual coupling between the antennas. The additional uncertainty of the AF due to calibration using a distance of 10 m instead of 20 m is 0,1 dB at 30 MHz, and reducing with frequency to 0,03 dB at 60 MHz.

4.3.3 General considerations for the TAM

The TAM is a method of antenna calibration for which no prior knowledge of the AF of any of the three antennas is needed. The TAM involves the use of three antennas of similar type (“paired antennas,” see 3.1.1.12) that cover a common frequency range. Three unique antenna pairs can be formed from the three antennas, and the SIL of each pair is measured. The TAM is described further in 7.4.1.1, 7.4.1.2, 8.2, 9.2.4, 9.4.2, B.4.3, and B.5.3.

4.3.4 General considerations for the SSM

The SSM is effectively the TAM when performed over a ground plane, as described in 7.4.2 and 8.4. The reflected signal at the ground plane surface undergoes a phase change of 180° for horizontal polarization; the antenna heights (and/or separation distance) are adjusted so that the direct and reflected signals combine to give a signal maximum.

Horizontal polarization is preferred because the uniform H-plane pattern (over the relevant angular range) simplifies the calculation of AF and because reflections from antenna masts and cables are minimized. To ensure that the measured AF is close in value to F_a as measured using the other methods of this document, one antenna is at a fixed height of 2 m and located in the far field of the paired antenna that is scanned in height to avoid a null in the received signal (see the null criterion in 3.1.1.19). The separation distance used for the SSM in reference [13] is 10 m. However to be in the far-field, tuned dipoles at 30 MHz should preferably use 20 m separation; see Table B.7 (see B.5.2) including above 30 MHz. If 10 m is used, the uncertainty shall be accounted for. The agreement with F_a can be improved by adding a correction factor, for example as shown by Equation (59) (see 8.4.3).

4.3.5 General considerations for the SAM

A set of standard antennas (STAs), having antenna factors accurately determined, is required for the SAM. The STA can be an antenna that has been calibrated either using the TAM or using substitution with a calculable antenna. For the calibration of a single antenna, the SAM involves just two measurements of SIL, whereas the TAM needs three measurements of SIL.

NOTE In some literature the SAM has been referred to as the reference antenna method, which employs a reference antenna whose geometry, structure and AF are rigorously specified by standards such as ANSI C63.5 [13] or CISPR 16-1-5. Apart from this, the reference antenna method is synonymous with the SAM.

The SAM is more tolerant of field non-uniformities caused by the site than the TAM, which implies that the quality of the site can be relaxed over that required for the TAM (see A.1 and A.9.4 for other details). This consideration assumes that the STA and AUC are of the same type (e.g. the classical biconical antenna design; see 3.1.1.2), from which it follows that they will have similar mechanical dimensions and therefore similar radiation patterns. Ideally, the STA used is the same model of antenna as the AUC, but it may not be practicable for a calibration laboratory to have numerous STAs. See 8.3.3 for guidance on determining similarity of antennas in SAM calibrations. A calculable dipole antenna as the STA is ideally suited for calibrating dipole antennas. Providing the field incident on the antennas is uniform, as described in 4.9 of CISPR 16-1-5:2014, a calculable dipole can be used to calibrate a biconical antenna; e.g. see 9.3 and A.9.4.

4.4 Measurement uncertainties for antenna calibration measurement results

Measurement uncertainties shall be estimated for each antenna calibration results set, using methods consistent with ISO/IEC Guide 98-3:2008. Measurement uncertainty is a function of the properties of the calibration measurement set-ups, the instrumentation and the general characteristics of the AUC. See also A.9.2 about typical measurement uncertainty ranges. Each calibration laboratory shall quantify its own measurement uncertainties.

Example measurement uncertainty budgets are given for each method of calibration contained in this standard (i.e. see Clause 8 and Annex B). In the column headings, "Value" is the best estimated value of X_i , "Probability distribution" is the probability distribution function, "Sensitivity" is the sensitivity coefficient c_i , and u_i is the uncertainty contribution $u_i(y)$. Numerical values are included for illustration purposes only. The symbol u_i signifies the "standard uncertainty" applying to each term in the budget. These examples should help laboratories prepare measurement uncertainty budgets specific to their needs, facilities, and instrumentation. The examples include all of those influence quantities that are common to all antenna calibration sites, but some calibration laboratories and sites may have additional influence quantities that are not listed. In this case, the additional influence quantities shall be added to the model and accordingly to the measurement uncertainty budget. See also Annex C for information about certain antenna characteristics useful for uncertainty analysis.

NOTE The "law of propagation of uncertainty" is approximate when an input quantity, here site imperfection, is dominant and has a distribution that is non-linear. It is far from easy to say what error will be committed. ISO/IEC Guide 98-3:2008/SUP (GUM) [7], which uses a Monte Carlo method for the propagation of (probability) distributions, is applied in any cases of doubt.

Uncertainty budgets can often overestimate the expanded uncertainty, because they comprise many estimated component uncertainties. A way to test the correctness of a budget is to

compare the AF measured by at least two independent methods. This could alternatively be achieved by an international intercomparison. The smaller the difference in results from the different methods, the greater the confidence in the outcome. If the difference in the AFs of method A and method B is no larger than the individual “combined standard uncertainty” for the results of method A or method B, this points to the possibility that some of the larger components in the budgets have been overestimated and are worthy of further investigation.

4.5 Summary of methods of measurement to obtain AF

Many different antenna types are available for use in radiated disturbance measurements. These antennas can be calibrated with either the TAM or the SAM that require SIL measurements, or with the SSM that requires SA measurements. The antenna calibration methods for frequencies above 30 MHz are summarized in Table 1, with a corresponding subclause number for details of the method. The detailed measurement procedures specific to each calibration method are specified in Clause 8 and Annex B, where the equations for obtaining AF as specific to each calibration method are also provided.

Table 1 is a lookup table by antenna type and frequency range, and shows also the type of site, either with a ground plane or with absorber, the antenna heights and separation distance, and the polarization used. See also A.1 for other background concerning the multiple methods described in this standard.

Additionally, methods for measuring the height-dependent antenna factor, $F_a(h,p)$, are described in B.4 (see also 4.2), applicable for horizontally-polarized tuned dipole and biconical antennas, and the broadband dipole (e.g. biconical) portion of hybrid antennas.

The information in Table 1 is presented instead by subclause number in Table 2, the purpose of which is to aid the choice of method by highlighting one method for each class of antenna. Table 2 is intended to be like a flowchart in which the suggested method is straightforward and time efficient; however if the calibration laboratory does not have the facility for the suggested method, an alternative method is available. For example, if the laboratory does not have a FAR, horn antennas can equally be calibrated using the outdoor method of 9.4.2. The column headed “Method not requiring an STA” includes methods with the lowest uncertainties that are not dependent on possessing an STA, and that use horizontal polarization. Such methods may be more time consuming than some other methods.

Table 1 – Summary of calibration methods above 30 MHz for F_a

Calibration site	Antenna under calibration	Calibration method	Frequency range MHz	Antenna set-up ^a	Pol. ^b	Subclause
CALTS or SAC, utilizing the ground plane	Tuned dipole	TAM	30 to 1 000	$d = 10 \text{ m}$, ^c h_1, h_2 depend on f	HP	B.5.3
		SAM	30 to 1 000	$d = 10 \text{ m}$, h_1, h_2 depend on f	HP	B.5.2
		SAM with averaging	30 to 300	$d = 10 \text{ m}$, h_1, h_2 depend on f	HP	B.4.2
		SSM	30 to 1 000	$d = 10 \text{ m}$, $h_2 = 2 \text{ m}$, $h_1 = 1 \text{ m}$ to 4 m (scan)	HP	8.4
	Biconical, (also biconical part of hybrid by 9.3)	SSM	30 to 300	$d = 10 \text{ m}$, $h_1 = 2 \text{ m}$, $h_2 = 1 \text{ m}$ to 4 m (scan)	HP	8.4
		SAM	30 to 300	$d = 15 \text{ m}$, $h_1 = 1,75 \text{ m}$, $h_2 = 0 \text{ m}$ ^d	VP	9.3
		SAM or TAM with averaging	30 to 300	$d = 10 \text{ m}$, h_1, h_2 depend on f	HP	B.4.2 SAM B.4.3 TAM
	LPDA	SSM	200 to 1 000	$d = 10 \text{ m}$, $h_2 = 2 \text{ m}$, $h_1 = 1 \text{ m}$ to 4 m (scan)	HP	8.4
	Hybrid ^e	SSM	30 to 1 000	$d = 10 \text{ m}$, $h_2 = 2 \text{ m}$, $h_1 = 1 \text{ m}$ to 4 m (scan)	HP	8.4
Free-space environment FAR or minimizing ground reflections by height or absorber h_1, h_2, h_3 apply above ground	Tuned dipole	SAM	60 to 1 000	$d_{\min}$ dependent on frequency, use FAR	HP VP	9.2.2
	Biconical, (also biconical part of hybrid)	SAM	30 to 300	$d = 4 \text{ m}$ minimum	HP VP	9.2.2 B.4.2 with averaging
	LPDA (LPDA part of hybrid)	TAM	200 to 18 000; $\geq 1 000$ for horn	$d = 2,5 \text{ m}$, $h_1 = h_2 = h_3 \sim 4 \text{ m}$ ^f	VP	9.4.2 9.4.3
	Horn					
	LPDA (LPDA part of hybrid) using absorber	TAM SAM	200 to 18 000	$d = 2,5 \text{ m}$, $h_1 = h_2 \sim 2,5 \text{ m}$ ^f	VP HP	9.4.4
	Horn	TAM	1 000 to 18 000	$d = 1 \text{ m}$ or 3 m , use FAR	VP HP	9.5.1.3
	LPDA	SAM	1 000 to 18 000	$d = 1 \text{ m}$ or 3 m , use FAR	VP HP	9.5.2

NOTE 1 The AUC is at height h_1 .

NOTE 2 See A.4.2 regarding the optimum crossover frequency between biconical and LPDA antennas.

NOTE 3 If a set of standard antennas is available, the SAM may be preferable to SSM or TAM.

NOTE 4 In a FAR, the result is expected to be the same whether antennas are oriented HP or VP; see also A.2.5.

a	d is the separation distance between the transmit and receive antennas. h_1 is the height of an AUC. h_2 and h_3 are the heights of other AUCs or paired antennas. For SSM normally the AUC shall be the height scanned antenna; by request of a calibration laboratory's client the AUC can be the fixed height antenna [i.e. see A.5 a)].
b	Pol. is polarization. HP = All antennas positioned for horizontal polarization. VP = All antennas positioned for vertical polarization.
c	Below 60 MHz $d = 20$ m will be used to ensure a separation of at least 2λ to avoid an additional uncertainty of approximately 0,25 dB for one wavelength separation; see Table B.7 (see B.5.2).
d	An antenna height of $h_2 = 0$ m signifies that the antenna is a monocone with its feed at ground plane level.
e	A hybrid antenna can also be calibrated by a combination of the methods for biconical and LPDA antennas.
f	The height depends on meeting the site acceptance criterion and may be increased when lower uncertainties for F_a are required.

Table 2 – Calibration methods above 30 MHz by subclause number

Antenna type, frequency, MHz	Suggested method	Alternative method, frequency, MHz	Method not requiring an STA
Biconical, 30 to 300 Biconical part of hybrid, 30 to 240	8.4 SSM CALTS	9.3 VP CALTS 9.1 SAM FAR B.4.2 HP SAM height-averaging	B.4.3 HP TAM height-averaging
LPDA, 200 to 3 000 ^a LPDA part of hybrid, 140 to 3 000 ^a Horn, $\geq 1 000$	9.4.2 TAM high above ground	9.4.3 SAM high above ground 9.4.4 TAM or SAM in FAR or with absorber on ground 8.4 SSM CALTS, 140 to 1 000 9.5.1.3 TAM in FAR, 1 000 to 18 000	9.4.2
Horn, 1 000 to 18 000 LPDA, 1 000 to 18 000	9.5.1.3 TAM in FAR	9.5.2 SAM in FAR 9.4.2 TAM high above ground	9.5.1.3
Tuned dipole	B.5.2 SAM at "free-space" height using calculable dipole	B.4.2 HP SAM height-averaging 8.4 SSM CALTS, 30 to 1 000	B.5.3 TAM at "free-space" height
^a The upper frequency depends on the manufacturer's specification.			

5 Calibration methods for the frequency range 9 kHz to 30 MHz

5.1 Calibration of monopole antennas

5.1.1 General

Monopole antennas, sometimes called rod antennas, are used typically in the frequency range 9 kHz to 30 MHz. The recommended calibration frequency increments are given in Table 3. Because of the long wavelengths associated with frequencies below 30 MHz, methods in this standard used to calibrate or characterize antennas at higher frequencies are not applicable to monopole antennas. A standard uncertainty of less than 1 dB can be achieved using the plane wave method and the Equivalent Capacitance Substitution Method (ECSM) described in the following subclauses and in Annex G.

Table 3 – Frequency increments for monopole antenna calibration

Frequency range	Increments
9 kHz to 10 kHz	1 kHz
10 kHz to 150 kHz	10 kHz
150 kHz to 200 kHz	50 kHz
200 kHz to 1 MHz	100 kHz
1 MHz to 30 MHz	1 MHz

In the plane wave method, the entire antenna is illuminated by a plane wave on a large ground plane; a method is described in G.1. In most cases the matching unit is above the ground plane; RF currents flow in the housing, and the taller the housing the larger the effect this has on the AF.

NOTE 1 “Matching unit” is used as a generic term for the metal housing containing the connection between the monopole radiating element (i.e. metal rod) and the input of a measuring receiver. The housing can contain a matching circuit and amplifier. Good electrical contact of the metal base of the housing with the ground plane is a condition for an effective and reproducible performance of a monopole antenna. Models of monopole antenna with rubber feet usually also have a metal foot (spacer) of slightly greater height to ensure electrical contact with the ground plane. For units without such a metal foot, a short metal braid strip of width at least 15 mm is used in electrical contact with the ground plane and the bottom of one vertical side of the matching unit, using screws if necessary to ensure good RF contact.

In contrast to the plane wave method, in the ECSM the rod is substituted by a capacitor equal to the self-capacitance of the monopole. The principle of this method is briefly explained in Annex G. Each model of monopole antenna requires the design of a dummy antenna (i.e. see 5.1.2.4). It is essential to verify the dummy antenna at the design stage by comparing the AFs measured by the ECSM with those measured using a plane wave method. In this way the design can be improved, and potential uncertainty contributions of up to 4 dB, for example, can be reduced [36]. The F_{ac} obtained by the ECSM can be confirmed by the F_a obtained by the plane wave method.

NOTE 2 A further method that can be used to verify the ECSM is to compare the field strength measured with an ECSM-calibrated monopole antenna on a large ground plane in the far field of a strong AM transmitter with that of a precisely calibrated loop antenna. However, this method can verify AFs only at spot frequencies. For each spot frequency it is verified that the monopole and loop antennas receive the dominant direct wave from one direction, with any other signals being weaker by greater than 30 dB.

NOTE 3 The ECSM can work well for antennas whose total length from the base of the matching unit to the top of the rod is shorter than $\lambda/8$ (i.e. see G.2.1).

NOTE 4 A monopole antenna is sometimes mounted on a counterpoise (e.g. a vestigial ground plane of dimensions 0,6 m by 0,6 m) on a tripod, and the AF can be several dB lower than the AF measured with the matching unit on the ground plane or by the ECSM (i.e. see G.2.2). Monopole antennas on tripods used outdoors can be accurately calibrated by the plane wave method. Other configurations are with the vestigial ground plane connected to a conducting bench earthed to a wall in a shielded room, or with the antenna on the bench that would require more elaborate calibration methods; calibration methods are not given for such other configurations, but to improve the reproducibility of the results, the manufacturer's instructions or recommendations regarding the use of a counterpoise or ground plane are followed, including bonding (i.e. earthing) the antenna matching unit to the ground plane.

5.1.2 Calibration by the ECSM

5.1.2.1 General

The output from the matching unit is measured using the test configuration shown in Figure 1 or Figure 2. The antenna factor F_{ac} in $\text{dB}(\text{m}^{-1})$ (see 3.1.2.3) is given by Equation (2).

$$F_{ac} = V_D - V_L - L_h \quad (2)$$

where

V_D is the measured output of the signal generator, in $\text{dB}(\mu\text{V})$;

V_L is the measured output of the matching unit, in dB(μV);
 L_h is the height correction factor (for the effective height), in dB(m).

For the monopole antenna with a 1 m long rod that is commonly used in EMC measurements, the effective height h_e is 0,5 m, the height correction factor L_h is –6 dB(m) and the self-capacitance C_a is 12 pF, which assumes a rod radius of 3,6 mm [40].

NOTE Formulas for the effective height, height correction factor, and self-capacitance of monopole antennas with different lengths and radii are shown in 5.1.2.2. For example, one commercial antenna with a rod of relatively large diameter has $C_a = 16$ pF.

Either of two set-ups and procedures can be used, i.e. 5.1.2.3.2 using a network analyzer, or 5.1.2.3.3 using a measuring receiver and signal generator. The same dummy antenna is used in both procedures. See 5.1.2.4 for guidance in making a dummy antenna. Measurements shall be made at a sufficient number of frequencies (i.e. see Table 3) to obtain a smooth curve of antenna factor versus frequency over the operating range of the antenna; or 9 kHz to 30 MHz, whichever is smaller.

5.1.2.2 Monopole antenna parameter equations

The following equations are used to determine the effective height, self-capacitance and height correction factor of monopole antennas.²⁾ The equations are valid only for cylindrical rods shorter than $\lambda/8$ [56]. To calculate the correct value of self-capacitance to use for ECSM, the frequency dependent ratio in Equation (4) may be ignored since it is close to unity when the $\lambda/8$ condition is met.

$$h_e = \frac{\lambda}{2\pi} \tan \frac{\pi h}{\lambda} \quad (3)$$

$$C_a = \frac{55,6h}{\ln(h/a) - 1} \frac{\tan(2\pi h/\lambda)}{2\pi h/\lambda} \quad (4)$$

$$L_h = 20 \lg(h_e) \quad (5)$$

where

h_e is the effective height of the rod, in m;
 h is the actual height (i.e. length) of the rod, in m;
 λ is the wavelength, in m;
 C_a is the self-capacitance of the rod, in pF;
 a is the radius of the rod, in m;
 L_h is the height correction factor, in dB(m).

A graphical presentation of Equation (4) for various rod diameters is given in Figure G.3 (see G.2.1), and for Equation (5) with two antenna lengths is given in Figure G.4. The ECSM does not take into account the effect on F_{ac} of the contribution by the matching unit; an empirical correction is to add half the height of the housing to the monopole length when calculating the height correction factor, as shown in Equation (6). A typical reduction in F_{ac} is 0,8 dB. In the calibration of a monopole antenna to be used according to CISPR 25 [4], in which the matching unit is placed beneath the ground plane, Equation (5) applies.

²⁾ Equation (4) is the same as shown in CISPR 16-1-4:2010-12 Corrigendum 1, which supersedes Equation (B.2) of CISPR 16-1-4:2010-04. Future maintenance will remove Annex B of CISPR 16-1-4:2010-04 and replace it with appropriate cross-reference to this 5.1.2 of CISPR 16-1-6.

$$L_h = 20 \lg \left(h_e + \frac{h_b}{2} \right) \quad (6)$$

where h_b is the height of the matching unit, in m.

Other details concerning Equation (3) are available in [28], [32], and [59], and for Equation (4) in [29], [39], [58], [59], and [68].

NOTE References [13] and [36] refer to an expression for C_a different from Equation (4), having the term $[\ln(h/a)-1]$ in the denominator replaced by $[\ln(2h/a)-1]$. However, theoretical and experimental analysis [40] show that Equation (4) is more appropriate.

5.1.2.3 Calibration procedures

5.1.2.3.1 General instructions

Two alternative calibration procedures are described: use of a network analyzer in 5.1.2.3.2 and use of a signal generator and receiver in 5.1.2.3.3.

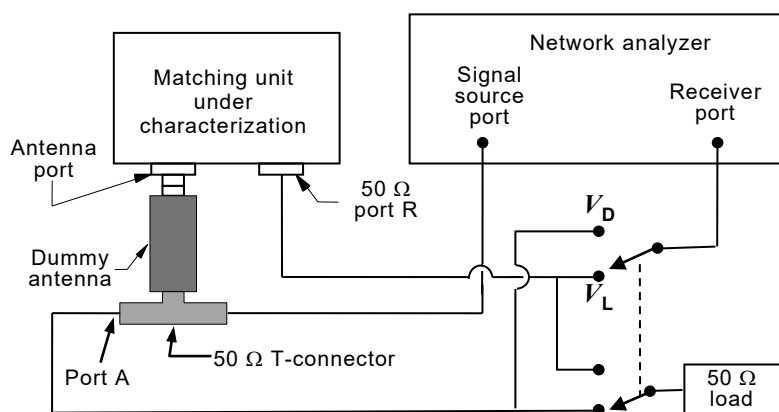
The 50 Ω termination used in the calibration is recommended to have a return loss greater than 32 dB (i.e. VSWR < 1,05:1) because this is realistically achievable and achieves a small uncertainty contribution. The measuring receiver shall be calibrated and have a return loss greater than 20,9 dB (VSWR < 1,2:1). The output of the signal generator shall be stable in frequency and amplitude.

The dummy antenna specified in 5.1.2.4 is connected as close as possible to the antenna port on the matching unit, and the T-connector is connected as close as possible to the dummy antenna. The outer conductor of the T-connector shall be electrically connected to the matching unit, if necessary by a short flat wire braid. The matching unit shall be earthed via the outer conductor of the coaxial cable to the measuring receiver. If the return losses of the receiver and signal generator are high, additional pads may not be needed at the receiver input port and the generator output port.

5.1.2.3.2 Network analyzer procedure

The procedure is as follows:

- Calibrate the network analyzer with the cables to be used in the measurements.
- Set up the matching unit to be characterized and the measuring equipment as shown in Figure 1. The dummy antenna is connected as close to the antenna port as possible and the T-connector is connected as close to the dummy antenna as possible. The same length and type of cables are used between the T-connector port A and the port V_D , and between the 50 Ω port R and the port V_L . Voltage measurements shall be made at the port V_D and the port V_L .
- Subtract the signal level, V_L , in dB(μ V), from the signal level, V_D , in dB(μ V), and subtract L_h (–6 dB for the 1 m rod) to obtain F_{ac} in dB(m^{-1}), as shown in Equation (2).



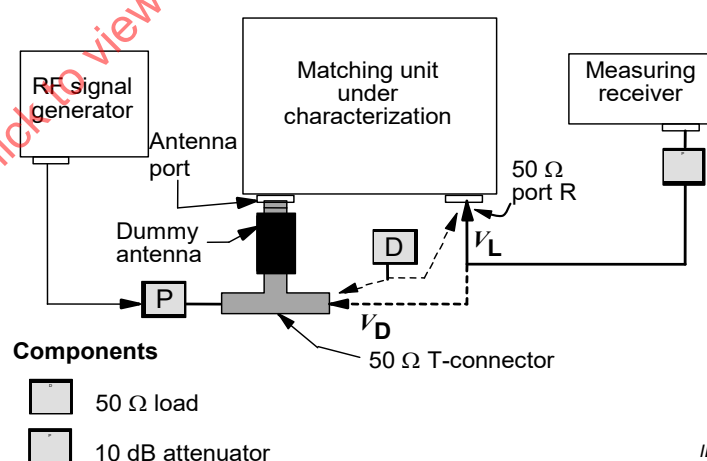
IEC

Figure 1 – Set-up for AF determination using a network analyzer

5.1.2.3.3 Measuring receiver and signal generator procedure

The procedure is as follows:

- Set up the matching unit to be characterized and the measuring equipment as shown in Figure 2.
- With the equipment connected as shown and a 50 Ω termination on the T-connector, measure the received signal voltage V_L , in dB(μV), at the 50 Ω port R.
- Leaving the RF output of the signal generator unchanged, transfer the 50 Ω termination to the 50 Ω port R and transfer the receiver input cable to the T-connector. Measure the drive signal voltage V_D in dB(μV).
- Subtract V_L from V_D and subtract L_h (e.g. –6 dB for the 1 m rod) to obtain F_{ac} in dB(m⁻¹), as shown in Equation (2).



IEC

Figure 2 – Set-up for AF determination using a measuring receiver and signal generator

5.1.2.4 Dummy antenna considerations

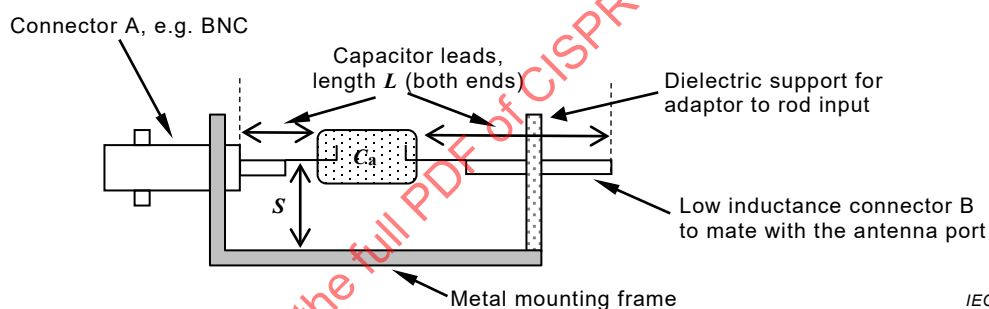
The key consideration of the dummy antenna design is to reduce any deviation in the RF impedance of the dummy antenna such that the calculated capacitor value is equivalent to the

actual rod when on an infinite ground plane. The key component of the dummy antenna is the capacitor, which shall be mounted such that the risk is minimized of any unintended added impedance between the capacitor and the matching unit.

If the mounting frame shown in Figure 3 is metallic, the side that supports connector B shall be dielectric; furthermore the mounting frame shall be electrically connected to the metal matching unit by a metal braid at least 15 mm wide to ensure a low inductance; see NOTE 1 of 5.1.1.1.

If the entire mounting frame is dielectric, the outer conductor of connector A shall be similarly connected to the matching unit by a braid. Ensure that connector B is at least 10 mm from any metallic part of the mounting frame. The capacitor leads shall be kept as short as possible to reduce additional inductance, but no longer than 8 mm, and spaced at least 10 mm from the surface of the metal mount. Also, the connecting wires should be sufficiently far from the adaptor shell, or ground plane of the monopole, to avoid capacitive coupling that distorts the calculated impedance value of the adaptor. Connector B may be in the form of a threaded brass bolt which can be screwed into the antenna port of the matching unit, shown in Figure 1 and Figure 2, where the rod would normally be attached. Any matching network incorporated into the dummy antenna shall be evaluated for losses associated with resistive voltage dividers, and these shall be accounted for in the calculation of F_{ac} .

NOTE An alternative dummy antenna is described in G.2.6 that uses a resistor circuit to simulate the monopole length such that $F_{ac} = V_D - V_L$, rather than as in Equation (2); see G.2.6. If the antenna uses a telescoping rod, the rod is extended to the length requested by the calibration laboratory's client, or as specified in the manufacturer's instructions.



Key

- C_a antenna capacitance calculated from Equation (4), 5 % tolerance; a silver mica capacitor is recommended;
- S lead spacing, 5 mm to 10 mm (10 mm from all surfaces if enclosed in a box);
- L lead length, as short as possible; total lead length not greater than 40mm, including both capacitor leads and the length of connector B.

Figure 3 – Example of mounting a capacitor in the dummy antenna

5.1.2.5 Uncertainty evaluation for ECSM calibration

This uncertainty evaluation applies to the ECSM calibration from 9 kHz to 30 MHz of monopole antennas with rods of length less than 1,1 m. See Annex G and [65] for a detailed analysis. The ECSM antenna factor applies to the case where the top of the matching unit is beneath, and in electrical contact with, a large ground plane, with only the rod projecting above the ground plane. However, in typical usage of monopole antennas, the base of the matching unit sits on, and is in electrical contact with the ground plane, in which case the AF of the whole antenna assembly will be lower than that calculated by Equation (2).

NOTE 1 The AF is dependent on the dimensions of the matching unit, particularly the height, and can be approximated by using an effective height calculated for the length of the rod increased by half the height of the matching unit. For a 1,0 m monopole antenna with a housing height of 0,1 m, the decrease in AF is approximately 0,8 dB.

NOTE 2 A sudden change in behavior is common at the extreme ends of a specified frequency range for broadband devices, and extending the range at each end beyond 9 kHz to 30 MHz, e.g. 100 Hz to 35 MHz, will give useful information about the uncertainty and reproducibility of F_a at the ends of the specified range.

Equation (2) implies that the antenna factor given by the ECSM is strongly affected by various parameters influencing the two voltage measurements for V_D and V_L , as well as by the deviation of the correction factor L_h from its expected value. A first-order Taylor expansion of Equation (2) about the expected values of the parameters yields:

$$F_{ac} = (V_D + \delta V_{D \text{ meas}} + \delta V_{D \text{ mismatch}}) - (V_L + \delta V_{L \text{ meas}} + \delta V_{L \text{ mismatch}} + \delta V_{L \text{ Ca}} + \delta V_{L \text{ amp}}) - (L_h + \delta L_{Lh}) \quad (7)$$

where

$$\delta V_{D,L \text{ meas}} = \delta V_{D,L \text{ linear}} + \delta V_{D,L \text{ res}} \quad (8)$$

and $\delta V_{D \text{ meas}}$ and $\delta V_{L \text{ meas}}$ represent the effects of the characteristics of the measuring receiver on measured V_D and V_L , respectively. The important characteristics are linearity and resolution, and their respective effects are denoted by $\delta V_{D,L \text{ linear}}$ and $\delta V_{D,L \text{ res}}$. The terms $\delta V_{D \text{ mismatch}}$ and $\delta V_{L \text{ mismatch}}$ are the changes in V_D and V_L , respectively, caused by mismatch in cable connection, as briefly explained in 6.2.2. The terms $\delta V_{L \text{ Ca}}$ and $\delta V_{L \text{ amp}}$ are the results of small changes in the antenna capacitance C_a and the gain of the matching unit amplifier, if present, respectively. The term δL_{Lh} is the effect on the height correction factor L_h , which is caused by deviation of the effective height of the antenna from its expected value.

When a VNA is employed, as in Figure 1, the value of $\Delta V = V_D - V_L$ in dB is directly measured by a single measurement, in which case Equation (7) can be simplified as

$$F_{ac} = (\Delta V + \delta V_{\Delta \text{ meas}} + \delta V_{D \text{ mismatch}} - \delta V_{L \text{ mismatch}} - \delta V_{L \text{ Ca}} - \delta V_{L \text{ amp}}) - (L_h + \delta L_{Lh}) \quad (9)$$

where

$$\delta V_{\Delta \text{ meas}} = \delta V_{\Delta \text{ noise}} + \delta V_{\Delta \text{ linear}} + \delta V_{\Delta \text{ res}} \quad (10)$$

In Equation (10), $\delta V_{\Delta \text{ meas}}$ represents the effect of the characteristics of the VNA on the measured ΔV . The uncertainty contributions attributed to the noise and the linearity might be combined and indicated as the uncertainty for $|S_{21}|$ measurements in a data sheet of the network analyzer.

In terms of Equation (9), uncertainty components and example values are shown in Table 4. All the components have a sensitivity coefficient of unity. It is assumed that only the rod projects above the ground plane. Usually, uncertainty attributed to the VNA resolution may be ignored compared with other components. The tolerance on the value of C_a can be that supplied by the manufacturer, or for frequencies below 1 MHz, C_a can be measured from the gradient of $|S_{11}|$ with frequency.

Although it is possible to analyze the uncertainty above 10 MHz as a separate component, it is much more practical to give one uncertainty for the whole range. For 1 m monopoles, the increase in uncertainty above 10 MHz is not large, but for other designs the difference could be very significant. In these cases, the user should evaluate the uncertainties as most appropriate.

Table 4 – Example measurement uncertainty budget for F_{ac} of a monopole antenna calibrated by the ECSM using Equation (9)

Source of uncertainty or quantity X_i	Value dB	Probability distribution	Divisor	Sensitivity	u_i dB	Note ^a
VNA characteristics affecting $ S_{21} $ measurements	0,07	Normal	2	1	0,04	N1)
Mismatch in V_D measurement	0,27	U-shaped	$\sqrt{2}$	1	0,19	N2)
Mismatch in V_L measurement	0,27	U-shaped	$\sqrt{2}$	1	0,19	N2)
Accuracy of capacitance C_a : e.g. $\pm 1,3$ pF in 11 pF	1,09	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,62	N3)
Stability of amplifier gain	0,05	Normal	1	1	0,05	N4)
Accuracy of effective height, 4 %	0,34	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,20	N5)
ΔV measurement repeatability	0,02	Normal	1	1	0,02	N6)
Combined standard uncertainty, u_C					0,71	N7)
Expanded uncertainty, $U (k = 2)$ ^b					1,42	
^a Numbered notes are as given by the numbered items in E.2. ^b If the major uncertainty components in this table do not follow a normal distribution function, the expanded uncertainty should be evaluated using a computer simulation such as Monte-Carlo method. However, this table shows the combined standard uncertainty given by the RSS calculation, because some calibration laboratories may not routinely perform Monte-Carlo method simulations.						

5.2 Calibration of loop antennas

5.2.1 General

Loop antennas used for EMC radiated disturbance measurements over the frequency range 9 kHz to 30 MHz are typically up to 0,6 m in diameter. They are usually mounted on a small box containing matching and tuning networks, and some designs contain an amplifier. To measure the RF magnetic field strength using a loop antenna, its magnetic field antenna factor needs to be known.

Several techniques have been developed for calibrating loop antennas or measuring magnetic field antenna factors [74]. Reference [18] provides a useful overview. Reference [15] provides a simplified version of the standard field method (SFM) ([32] and [16]), and the TAM is described in [35]. This subclause and Annex H specify acceptable calibration methods for loop antennas.

The TAM and the TEM cell method yield a standard uncertainty of measured antenna factor of approximately $\pm 0,5$ dB, while application of the TEM cell method is restricted to the frequency range below the first resonant frequency of the TEM cell.

The current probe method (CPM) [15] is an improved SFM based on IEEE Std 291 [32]. In the original method, the current flowing in the transmit loop antenna was measured using an RF vacuum thermocouple built into the loop element; however, a thermocouple is typically small and fragile, and therefore is not suitable for use in routine calibration measurements.

The Helmholtz coil method [34], categorized as a SFM, is accurate to 0,7 % (0,06 dB) up to 150 kHz, and better than $\pm 0,5$ dB up to 10 MHz (see Annex H), but its applicable frequency range depends on the coil size.

A sufficient signal-to-{receiver noise} ratio of at least 34 dB is necessary to obtain low measurement uncertainties, if using a VNA as described in 6.2.4. In addition, it is important to

attach attenuators to the transmit loop antenna and the receive loop antenna, to reduce mismatch uncertainties if using a signal generator and a receiver. When calibrating a loop antenna in free-space conditions, the distance between the transmit antenna or the receive antenna and any nearby reflecting objects, including any metallic ground plane, should be greater than 1,3 m; the clearance required also depends on the spacing between the antennas.

5.2.2 TEM (Crawford) cell method

5.2.2.1 Measurement procedure

TEM cells are fully shielded, and intended not to emit energy that may be hazardous to personnel or cause interference with nearby electronic equipment. The basic TEM cell is a section of two-conductor transmission line that is operating in the transverse electromagnetic (TEM) mode, hence the name [34].

In a TEM cell, the field strength at the centre point between the centre conductor (septum) and outer conductor can be calculated from:

$$E = \frac{V}{b} = \frac{\sqrt{P_{\text{net}} Z_0}}{b} \quad (11)$$

$$H = \frac{E}{377 \Omega} \quad (12)$$

where

E	is the electric field strength, in V/m;
H	is the magnetic field strength, in A/m;
V	is the voltage at the input or output port of the TEM cell, in V;
Z_0	is the real part of the characteristic impedance of the TEM cell, in Ω ;
P_{net}	is the net power at the input of the TEM cell, in W;
b	is the distance from the upper wall to the centre plate (septum), in m.

These field strength equations apply only at the centre point for a well-matched TEM cell, and significant variation will be seen closer to or farther from the septum. However the average field strength over the area of the loop is close to the value of the field strength at the centre. As the frequency is increased, above a certain frequency higher order modes will be generated. The calibration shall only be performed before the onset of the first cell resonance, which can be identified by a sharp change in the field detected by a probe placed inside the TEM cell. When the cell is loaded the resonant frequency can change, and it is advisable to use the cell well below the resonant frequency; sometimes this means well below the maximum frequency specified by the manufacturer.

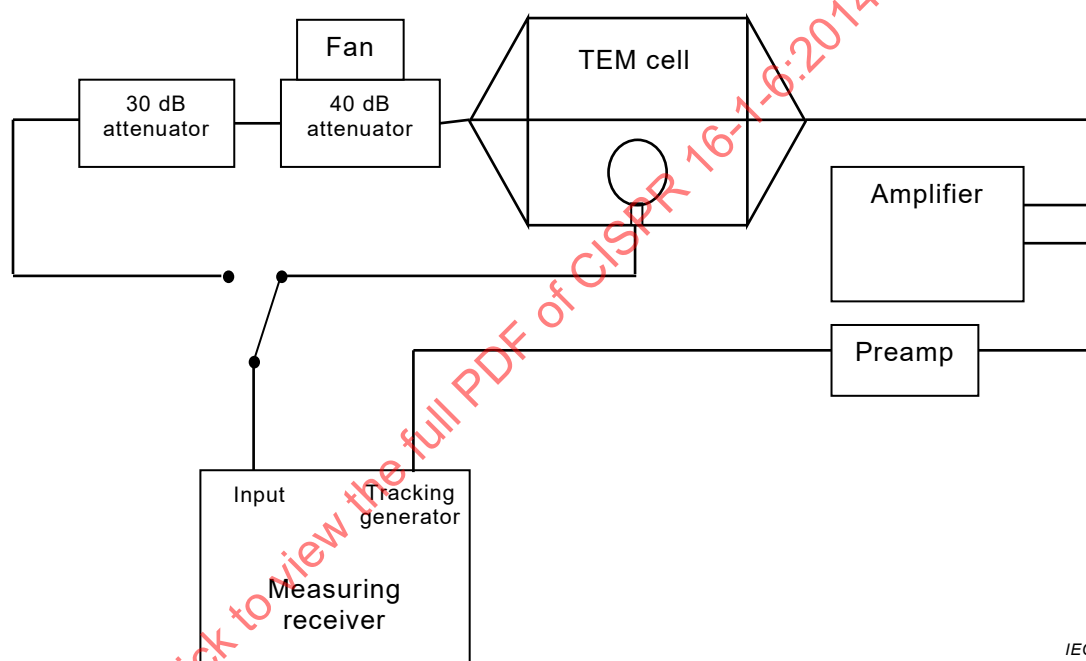
NOTE The characteristic impedance of the system is assumed to be 50 Ω , but the impedance of the TEM cell at the position of the loop, and loaded with the loop, can differ by about 2 %. The uncertainty related to Z_0 at the centre of the loaded cell can be reduced by measuring the impedance at this point and including that value in Equation (11). The impedance can be measured using a time domain reflectometer.

A typical set-up is shown in Figure 4. Blocks of polystyrene foam can be used to support the loop centrally between the plates; this serves the essential function of insulating the base of the loop from the TEM cell conductor surface. To get sufficient output signal from a passive loop, an amplifier is needed to create a sufficiently high field strength in the TEM cell. The field is calibrated by first switching the direct line, via attenuators, to the measuring receiver; then the loop output is switched to the measuring receiver. An amplifier is not needed for an active loop, whose set-up is shown in Figure 5. For a particular model of loop antenna whose amplifier module is included in a tripod support, the loop only is lowered through a hole in the upper plate (outer conductor) of the cell to enable the tripod to remain outside the cell. The metallic part that protrudes shall not touch the outer conductor of the cell. It is easier to

access the connections to this loop from the top. For other models of loop antenna it may be possible to place the whole antenna inside the cell, on the bottom plate, as shown in Figure 4, or on the central plate. The routing of the cable in the top or side of the TEM cell has negligible effect provided a good quality screened cable is used.

Only loops that are shielded from the electrical component of a TEM wave can be calibrated using a TEM cell. If the loop is not shielded, and the two halves (semi-circle with diameter through input connector) of the loop are not exactly balanced, the loop will respond to the electric component of the electromagnetic field. The effectiveness of the shielding can be tested by rotating the loop 180° about its vertical diameter which causes a 180° phase change between the pickup of the electric and magnetic fields; any change in the output signal should be included in the measurement uncertainty budget. This is the “electric field rejection” component in Table 5.

As an example of utilizing most of the spacing between the plates of the TEM cell, loops up to approximately 0,63 m diameter can be calibrated in a TEM cell that has a plate separation (i.e. septum height) of 0,915 m.



IEC

Figure 4 – Block diagram of TEM cell set-up for passive loop antennas

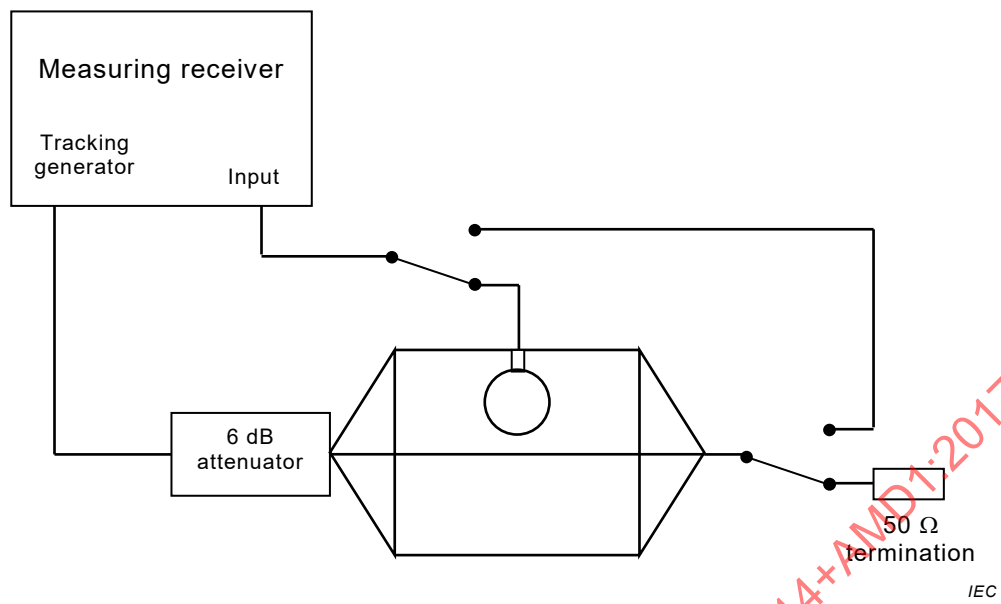


Figure 5 – Block diagram of TEM cell set-up for active loop antennas

5.2.2.2 Uncertainties

An example measurement uncertainty budget for magnetic field antenna factor at frequencies above 9 kHz is shown in Table 5. The measurement uncertainty of a loop under test depends mainly on the ratio of septum height and loop size. Measurement uncertainties of less than 1 dB are achievable for small loops in large cells, but can become worse for loops with size greater than two-thirds of the septum height.

Table 5 –Example measurement uncertainty budget for F_{aH} of a loop antenna measured in a TEM cell

Source of uncertainty or quantity X_i	Value dB	Probability distribution	Divisor	Sensitivity	u_i dB	Note
Cell line impedance	0,17	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,10	–
Field uniformity	0,25	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,14	–
Septum height	0,02	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,01	–
Receiver sensitivity ^a	0,1	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,06	–
Receiver linearity	0,30	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,17	–
Receiver resolution 0,1 dB	0,05	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,03	–
System stability	0,10	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,06	–
Electric field rejection	0,10	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,06	–
Cable loss	0,10	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,06	–
Load reflections	0,34	U-shaped	$\sqrt{2}$	1	0,24	–
Attenuators	0,14	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,08	–
Mismatch	0,18	U-shaped	$\sqrt{2}$	1	0,13	–
Loop positioning	0,10	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,06	–
Combined standard uncertainty, u_c					0,42	–
Expanded uncertainty, U ($k = 2$)					0,84	

^a For receiver sensitivity, refer to 6.2.4 and A.8.1. If the S/N ratio is above 17 dB (average detection) the influence is below 0,1 dB.

5.2.3 Three antenna method (TAM)

5.2.3.1 General

Antenna calibration using the TAM requires three antennas (numbered as 1, 2, and 3) to form three antenna pairs. Prior knowledge of the AF of any of the three antennas is not needed with the TAM (see also 4.3.3 about the TAM).

SIL for antenna calibration is usually measured with a calibrated network analyzer, to reduce mismatch errors that may occur between the signal output port and the transmit loop antenna, as well as between the signal receiving port and the receive loop antenna. Alternatively, a combination of signal/tracking-generator and measuring receiver can be used; in this case, padding attenuators are required to reduce standing waves on the cables.

Different from TAM calibrations above 30 MHz, which are based on the Friis transmission equation, the TAM method for loop antenna calibrations is based on a modified Neumann mutual inductance formula [75], which is approximately expressed by the so-called Greene's formula [70].

The separation distance between the transmit antenna and the receive antenna shall be small compared to the distance to the surroundings. Therefore, coupling between the antennas is

maximized, while coupling to the surroundings is minimized. A specific site validation criterion is not required, but the influences from the site on the magnetic field antenna factor results shall be estimated; see the discussion in 5.2.3.2.

5.2.3.2 Calibration procedure

For antenna pairs coaxially aligned as shown in Figure 21, the site insertion loss, $A_i(i,j)$, between antenna i and antenna j is measured in a free-space environment [35], and is described by Equation (61).

$$A_i(i,j) = F_{aH}(i) + F_{aH}(j) + 45,9 + 20\lg(f_{\text{MHz}}) - 20\lg[K(i,j)] \text{ in dB} \quad (61)$$

From data on the $A_i(i,j)$ for the three antenna pairs, the magnetic field antenna factors F_{aH} of each antenna can be determined using Equations (62).

$$\begin{aligned} F_{aH}(1) &= \frac{1}{2} [-45,9 - 20\lg f_{\text{MHz}} + A_i(1,2) + A_i(1,3) - A_i(2,3) + K(1,2) + K(1,3) - K(2,3)] \\ F_{aH}(2) &= \frac{1}{2} [-45,9 - 20\lg f_{\text{MHz}} + A_i(1,2) - A_i(1,3) + A_i(2,3) + K(1,2) - K(1,3) + K(2,3)] \text{ in dB(S/m)} \\ F_{aH}(3) &= \frac{1}{2} [-45,9 - 20\lg f_{\text{MHz}} - A_i(1,2) + A_i(1,3) + A_i(2,3) - K(1,2) + K(1,3) + K(2,3)] \end{aligned} \quad (62)$$

where

f_{MHz} is the frequency in MHz;

$A_i(i,j)$ is the SIL between antenna i and antenna j ; when it is measured using a network analyzer, the site insertion loss is given by Equation (63).

$$A_i(i,j) = -20\lg|S_{21}(i,j)| \text{ in dB;} \quad (63)$$

$K(i,j)$ is the function shown in Equation (64), based on a modified Neumann equation for antenna pair (i,j)

$$K(i,j) = 20\lg \left(\frac{1}{4\pi S_i S_j} \left| \oint_{C_j} \oint_{C_i} \frac{e^{-j\beta R}}{R} ds_i \cdot ds_j \right| \right) \text{ in dB(m}^{-3}\text{)} \quad (64)$$

and

S_i, S_j are the geometric areas ($r^2\pi$) in m^2 of antennas i and j , respectively;

C_i, C_j are the closed curves encircling the loop element of antennas i and j , respectively;

ds_i, ds_j are infinitesimal segment vectors of the loop elements of antennas i and j , respectively;

R is the distance in m between the segments ds_i and ds_j .

If the three loop antennas are true circles and a homogeneous current distribution along each loop is assumed, Equation (64) can be expressed approximately by the following form:

$$K(i, j) = 20 \lg \left(\frac{\sqrt{1 + \beta^2 R_0^2(i, j)}}{2\pi R_0^3(i, j)} \left[1 + \frac{15}{8} \left(\frac{r_i r_j}{R_0^2(i, j)} \right)^2 + \frac{315}{64} \left(\frac{r_i r_j}{R_0^2(i, j)} \right)^4 \right] \right) \text{ in dB(m}^{-3}\text{)} \quad (65)$$

Equation (65) is called Greene's formula [70], where

$$R_0(i, j) = \sqrt{d_{ij}^2 + r_i^2 + r_j^2} \text{ in m} \quad (66)$$

r_i, r_j are the radii in m of antennas i and j , respectively;

d_{ij} is the distance, in m, between the loop centres of antennas i and j ;

β is the wave number ($=2\pi/\lambda$) in m^{-1} .

Equation (65) is valid under the conditions that $\beta R_0(i, j) \leq 10$ and $r_i r_j / R_0^2(i, j) \leq 1/16$. Equation (64) and Equation (65) can be fulfilled if the current distribution on both loop antennas is uniform. To calibrate loop antennas accurately, the radius of the loop antenna driven as the transmit loop shall be within derived limits; for example, Table 15 shows suitable combinations for r_i , r_j , and d_{ij} , and indicates the error of Greene's formula at the highest frequency of 30 MHz. The frequency dependency of the error is shown in Figure 22. The loop centre distance between a pair of antennas d_{ij} , should be selected to fulfil the conditions, and shall be as small as possible to minimize influences from the surroundings. It should be noted that other uncertainty terms, such as the positioning uncertainty increase as the separation reduces.

An estimate for the influence of a ground plane with different loop separation distances d_{ij} ranging from 0,1 m to 1,0 m is given in Figure 23. Figure 23 is obtained by normalizing the SILs between two loop antennas with 60 cm diameter placed 1,3 m and 2,5 m above a ground plane to the SILs in free space. An OATS or a SAC can be used as the calibration test site, and the particular influence of the calibration test site shall be taken into consideration for the calibration measurement uncertainty estimation. The influence of the ground plane also depends on the position of the feed gaps of the two loop antennas.

Alternatively to Equations (62), Equations (67) can be used, which are based on a numerical simulation approach. The advantage of the numerical simulation approach is that the inhomogeneous current distribution is taken into account. The conditions required for the application of Greene's formula do not apply for the numerical simulation approach. It is not necessary to take into account the error given in Table 15.

$$\begin{aligned} F_{\text{aH}}(1) &= \frac{1}{2} [A_i(1,2) + A_i(1,3) - A_i(2,3) - A_N(1,2) - A_N(1,3) + A_N(2,3)] \\ F_{\text{aH}}(2) &= \frac{1}{2} [A_i(1,2) - A_i(1,3) + A_i(2,3) - A_N(1,2) + A_N(1,3) - A_N(2,3)] \text{ in dB(S/m)} \\ F_{\text{aH}}(3) &= \frac{1}{2} [-A_i(1,2) + A_i(1,3) + A_i(2,3) + A_N(1,2) - A_N(1,3) - A_N(2,3)] \end{aligned} \quad (67)$$

where

$A_i(i,j)$ is the SIL between antenna i and antenna j ; when it is measured using a network analyzer, the site insertion loss is given by Equation (63).

$A_N(i,j)$ is the normalized site insertion loss (NSIL) calculated by NEC. The same loop geometry shall be used for simulation and calibration. Further information about normalized site attenuation calculation is planned for inclusion in future editions of CISPR 16-1-4.³

Greene's formula does not apply if the antennas do not have circular shapes. For square shapes, it is feasible to modify Equation (65) by a correction factor for r_i or r_j where

$$r_i = 1,13(s_i/2) \text{ and } r_j = 1,13(s_j/2) \quad (68)$$

r_i, r_j are the radii, in m, of antennas i and j , respectively;

s_i, s_j are the side lengths, in m, of the square loops i and j , respectively.

To obtain $K(i,j)$ for square shapes accurately, or to obtain $K(i,j)$ for other loop antenna shapes, $K(i,j)$ should be calculated per Equation (64) using numerical integration.

The accuracy of Greene's formula is estimated by calculating the difference per Equation (69) of the magnetic field antenna factor found by the application of Greene's formula and the magnetic field antenna factor found by numerical simulation. The accuracy of the integral formula of Equation (64) is estimated by calculating the difference per Equation (71) of the magnetic field antenna factor found by the application of the integral formula and the magnetic field antenna factor found by numerical simulation. The results are shown in Figure 22, where a decreased accuracy at the upper frequency end can be observed.

$$\Delta F_{aH,G} = F_{aH,G} - F_{aH,num} \quad (69)$$

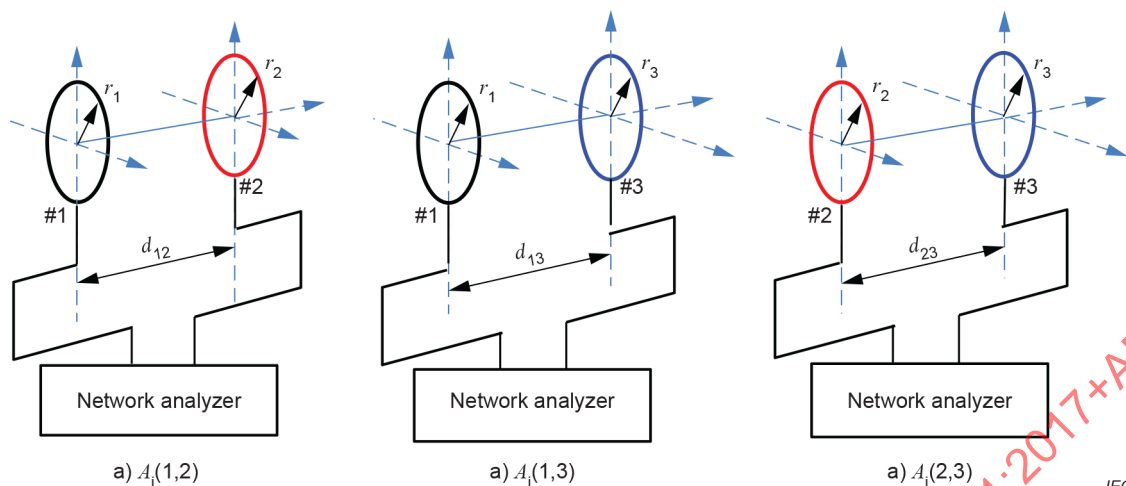
$$\Delta F_{aH,I} = F_{aH,I} - F_{aH,num} \quad (70)$$

$F_{aH,G}$ is the magnetic field antenna factor found by application of Greene's formula,

$F_{aH,I}$ is the magnetic field antenna factor found by application of the integral formula;

$F_{aH,num}$ is the magnetic field antenna factor found by numerical simulation.

³ As discussed in e.g. 10.6 of CIS/A/1240/RM, a project is ongoing for amending CISPR 16-1-4 to include site validation below 30 MHz; at the time of preparation of this FDIS the most recent documents for that project are CIS/A/1323/CDV and CIS/A/1288/CC.



NOTE The feed points may be placed at the top of the loop antennas.

Figure 21 – Loop antenna pair arrangements for the TAM

Table 15 – Examples for valid use of Equation (65)

Loop radius r_i [m]	Loop radius r_j [m]	Distance d_{ij} [m]	$\beta R_0(i,j)$	$r_i r_j / R_0^2(i,j)$	Error due to non-constant current distribution at 30 MHz [dB]
0,05	0,3	0,39	0,31	0,061 3	0,13
0,15	0,3	0,78	0,53	0,062 4	0,33
0,05	0,15	0,31	0,22	0,061 9	0,07
0,15	0,15	0,57	0,38	0,060 8	0,18
0,05 (NOTE 1)	0,05	0,2	0,13	0,055 6	0,05
0,3 (NOTE 2)	0,3	1,2	0,8	0,055 6	0,53

NOTE 1 If both loop radii are very small, the accuracy of Greene's formula is excellent and with an error of only 0,05 dB.

NOTE 2 If a transmit antenna and also a receive antenna with a large radius are used, the effect of the inhomogeneous current distribution can lead to a relatively large error of 0,53 dB.

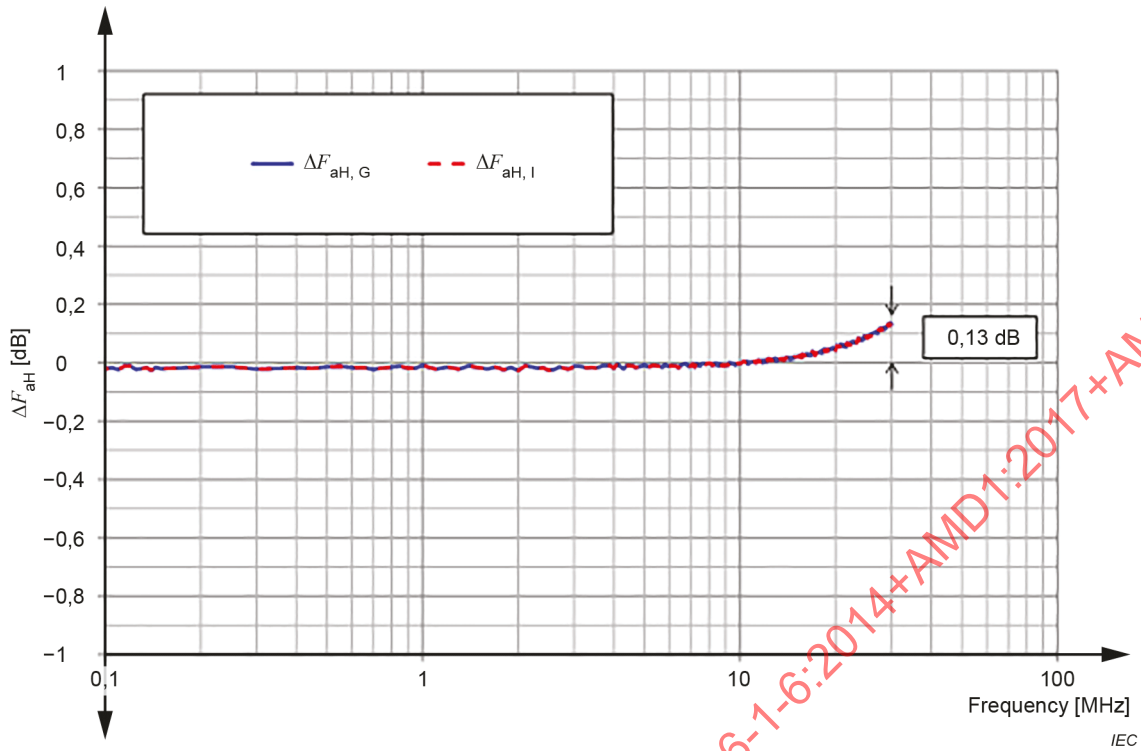
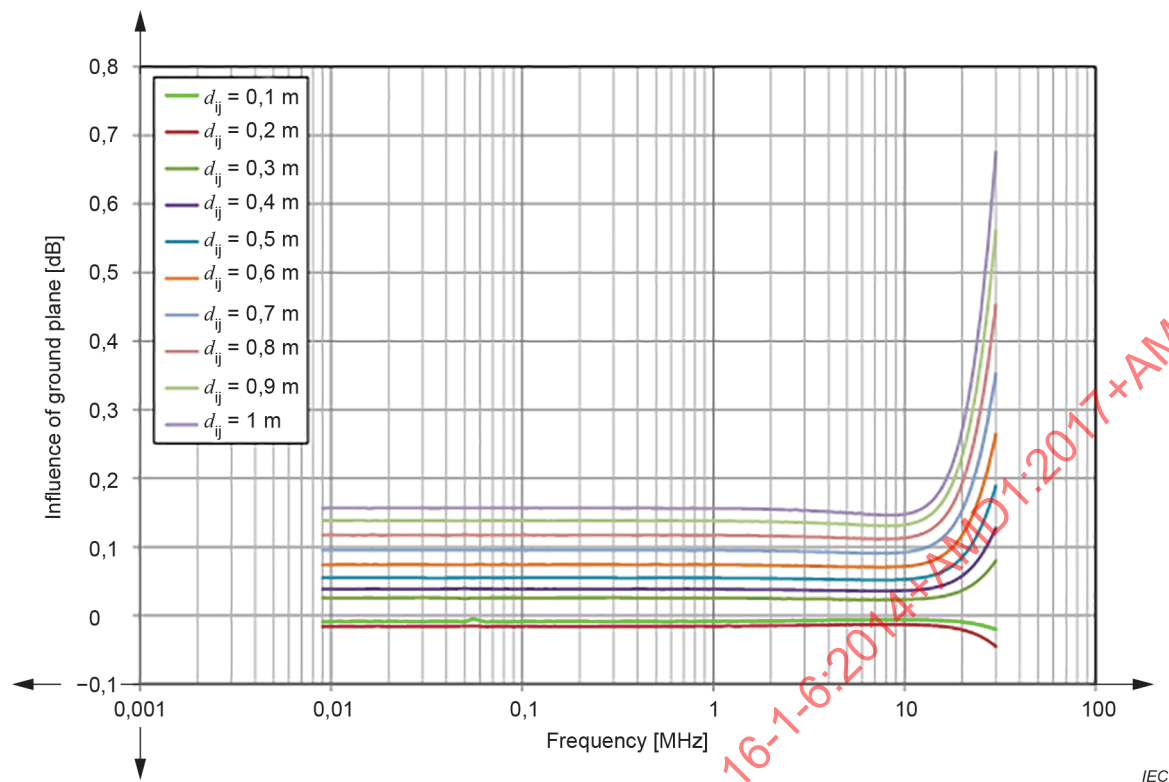
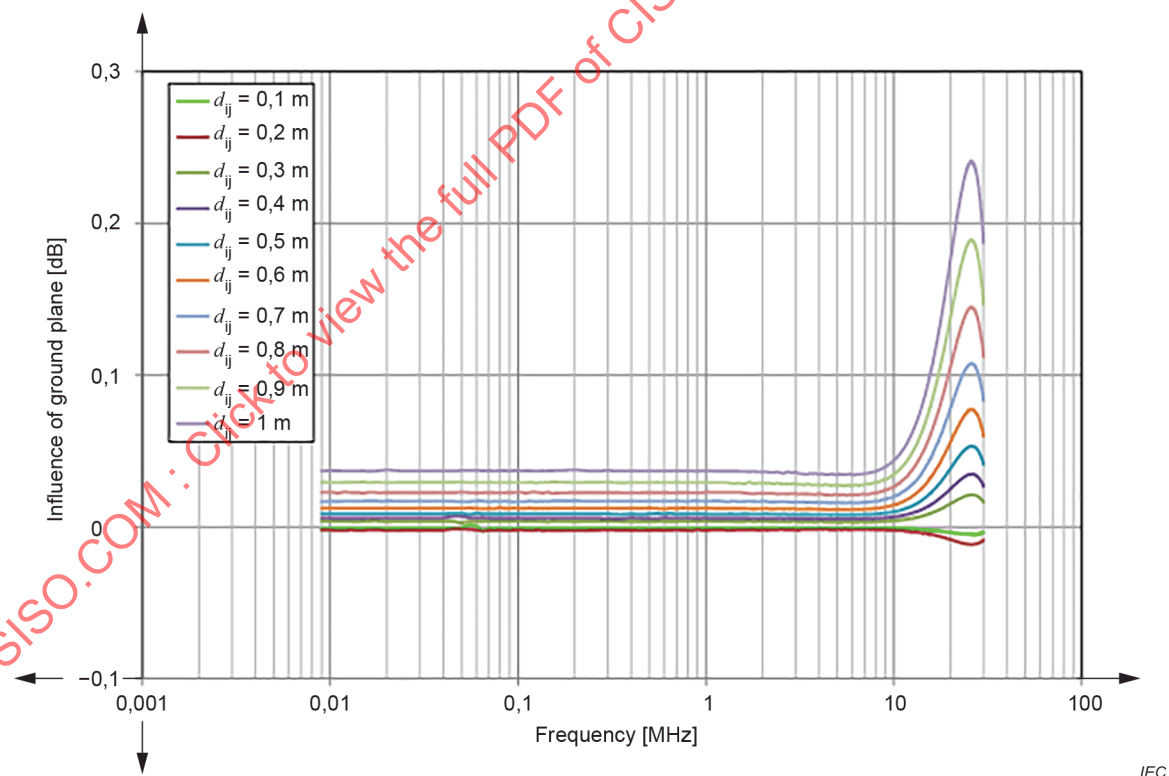


Figure 22 – Accuracy of Greene's formula and integral formula
vs. frequency for $r_i = 0,05$ m, $r_j = 0,3$ m, and $d = 0,39$ m



a) 1,3 m above ground plane



b) 2,5 m above ground plane

Figure 23 – Examples of influence of ground plane on SIL in free-space condition

5.2.3.3 Measurement uncertainties for TAM calibration results

An example of the uncertainty budget estimated for TAM calibration F_{aH} results at 30 MHz is shown in Table 16 and Table 18. The combined standard uncertainties for the $A_i(i,j)$ SIL results and the $K(i,j)$ geometry parameter are used as inputs for the F_{aH} expanded uncertainty in Table 18.

The expanded uncertainty of F_{aH} measurement results depends significantly on the size of the AUC because $K(i,j)$ per Equation (65) is a function of the separation distance, the radii of both of the loop antennas, and misalignment.

Figure 24 shows the definitions of the parameters used in the uncertainty evaluation for $K(i,j)$:

- a) misalignment in the x -axis, uncertainty of m (not shown in Figure 24);
- b) misalignment in the y -axis, uncertainty of d_{ij} ;
- c) misalignment in the z -axis, uncertainty of l (z -axis offset);
- d) misalignment around the x -axis, uncertainty of θ_i and θ_j ;
- e) misalignment around the y -axis, uncertainty of Θ_i and Θ_j (not shown in Figure 24);
- f) misalignment around the z -axis, uncertainty of ϕ_i and ϕ_j (not shown in Figure 24).

It is not possible to derive the influence of misalignment with Greene's formula, so NEC simulations are used instead. The uncertainty component in K (given as δA_{SIL}) is derived from differences in the calculated NEC SIL values.

An easy solution to calculate measurement uncertainty is to use a mixed approach. The uncertainty of K is calculated by a numerical method, while the remaining uncertainty contributions are combined using the propagation of uncertainties law.

The measurement function for F_{aH} is given in Equation (71).

$$F_{aH}(1) = \frac{1}{2} \left[-45,9 - 20 \lg f_{\text{MHz}} + A_i(1,2) + A_i(1,3) - A_i(2,3) + K(1,2) + K(1,3) - K(2,3) \right] \quad (71)$$

Because the frequency inaccuracy can be neglected, the contribution from the term f_{MHz} is neglected in the analysis.

The measurement function for $A_i(i,j)$ is given in Equation (72).

$$\delta A_i(i,j) = \delta A_{\text{LIN}} + \delta A_{\text{M}} + \delta A_{\text{L}} + \delta A_{\text{SNR}} + \delta A_{\text{BS}} \quad (72)$$

The measurement function for $K(i,j)$ is given in Equation (73).

$$\begin{aligned} \delta K(i,j) = & \delta A_{\text{SIL}}(r_1, \delta r_1, r_2, \delta r_2, d_{12}, \delta d_{12}, \delta m, \delta l, \delta \theta_1, \delta \theta_2, \delta \Theta_1, \delta \Theta_2, \delta \phi_1, \delta \phi_2) \\ & + \delta A_{\text{coup}} + \delta A_{\text{approx}} \end{aligned} \quad (73)$$

An example source code for a measurement uncertainty Monte Carlo simulation (MCS) (e.g. [7]) is given in Annex J.

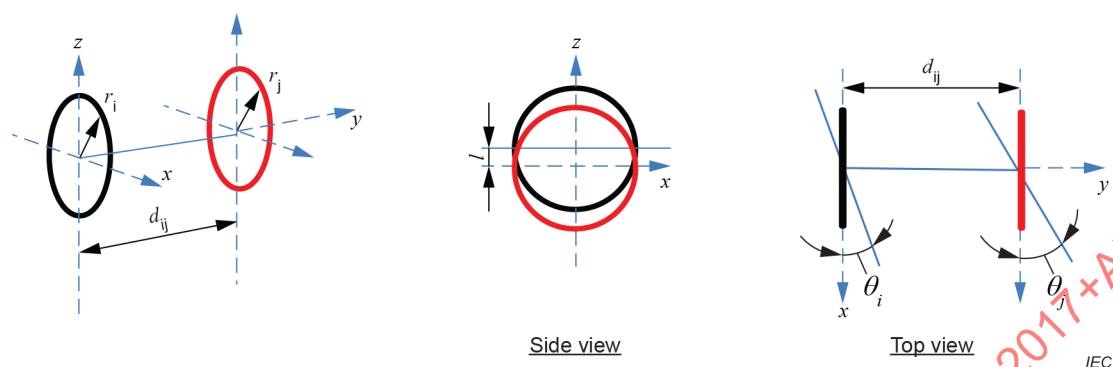


Figure 24 – Definitions of the parameters used in measurement uncertainty evaluation for $K(i,j)$

Table 16 – Example of an uncertainty budget for site insertion loss $A_i(i,j)$

[illegible]

Table 17 – Example of an uncertainty budget for $K(i,j)$ as used by the TAM

Source of uncertainty or quantity X_i		Value	Probability distribution
Positioning of loop antennas	δA_{SIL}		
Radius antenna 1 ($r_1 = 0,05$ m)	δr_1	0,002 m	Rectangular
Radius antenna 2 ($r_2 = 0,3$ m)	δr_2	0,002 m	Rectangular
Distance (misalignment in y -axis, $d_{12} = 0,31$ m)	δd_{12}	0,01 m	Rectangular
Misalignment in x -axis	δm	0,01 m	Rectangular
Misalignment in z -axis	δl	0,01 m	Rectangular
Misalignment around x -axis, antenna 1	$\delta \theta_1$	5°	Rectangular
Misalignment around y -axis, antenna 1	$\delta \Theta_1$	1°	Rectangular
Misalignment around z -axis, antenna 1	$\delta \varphi_1$	5°	Rectangular
Misalignment around x -axis, antenna 2	$\delta \theta_2$	5°	Rectangular
Misalignment around y -axis, antenna 2	$\delta \Theta_2$	1°	Rectangular
Misalignment around z -axis, antenna 2	$\delta \varphi_2$	5°	Rectangular
Coupling with ground plane	δA_{coup}	0,1 dB	Rectangular
Approximation error in Equation (65) (NOTE)	δA_{approx}	0,13 dB	Rectangular
Expanded uncertainty, U ($k = 2$)			0,8 dB

NOTE If Greene's formula [Equation (65)] is used, there is an error because the formula is only an approximation of Equation (64). An estimation of this error is shown in Table 15 and Figure 21. This contribution does not apply if a numerical approach is used [see Equation (67)].

Table 18 – Example of an uncertainty budget for F_{aH} of a loop antenna determined by the TAM – expanded uncertainty at 30 MHz

[illegible]

5.2.4 Current probe method (CPM)

5.2.4.1 General

For a CPM calibration (which is categorized as a SFM), a calculable magnetic field strength is emitted from a single-turn unshielded circular loop antenna. The magnetic field antenna factor of a loop AUC, $F_{aH}(AUC)$, is determined by the ratio of the magnetic field strength at the AUC, H in A/m, to the induced voltage at the AUC output, V in V, as given in Equation (74).

$$F_{aH}(AUC) = \frac{H}{V} \text{ in S/m} \quad (74)$$

For a pair of loop antennas coaxially aligned in the near-field region of each other, as shown in Figure 25, the transmit loop antenna carrying current I_1 , in A, generates a magnetic field strength, from which the average field strength at the receive loop antenna H_{av} , in dB(A/m), is given by Equation (75).

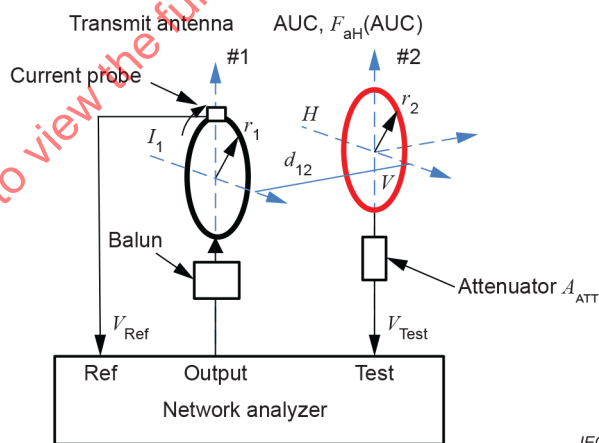
$$H_{av} = 20 \lg I_1 + 20 \lg S_1 + K(1,2) \text{ in dB(A/m)} \quad (75)$$

where

S_1 is the geometric area of the transmit loop antenna, in m²;

$K(1,2)$ is given by Equation (64), or Equation (65) for circular loops, in dB(m⁻³).

The loop centre distance between a pair of antennas, d_{ij} , should be carefully selected such that the conditions of Greene's formula are fulfilled (see Table 15 in 5.2.3.2).



NOTE The feed point of the receive antenna may be placed at the top of the antenna

Figure 25 – Antenna arrangement for the current probe method (CPM)

5.2.4.2 Calibration procedure

Calibration of the current probe (transducer) is required to determine the loop current I_1 for SFM calibration measurements using CPM. If a three-port network analyzer is used with a current probe, as shown in Figure 25 (see 5.2.4.1) [15], the transmit loop antenna element current I_1 , in A, can be estimated from the probe output voltage V_{Ref} , in V, which is measured at the network analyzer reference port per Equation (76):

$$I_1 = \frac{V_{\text{Ref}}}{|Z|} \text{ in A} \quad (76)$$

where the transfer impedance of the current probe is denoted by Z in Ω . With reference to Equation (74) and Equation (75), the magnetic field antenna factor of a loop AUC is given by Equation (77)

$$F_{\text{aH}}(\text{AUC}) = A_i(1,2) + 20\lg(\pi r_1^2) + K(1,2) - 20\lg|Z| \text{ in dB(S/m)} \quad (77)$$

where the site insertion loss is given by Equation (78)

$$A_i = 20\lg\left(\frac{V_{\text{Ref}}}{V}\right) \text{ in dB, and} \quad (78)$$

and with

- r_1 is the radius of the transmit antenna, in m;
- V is the output voltage of the AUC in V, and $V = V_{\text{Test}} + A_{\text{ATT}}$, in dB(V), and A_{ATT} represents the attenuation values of all attenuators and cables within the antenna #2 path;
- $|Z|$ is the current probe transfer impedance, in Ω .

The transfer impedance of the current probe, Z , shall be calibrated in accordance with the methods in CISPR 16-1-2.

The CPM can also be implemented using a two-port network analyzer. With a two-port network analyzer instrumentation configuration, the AUC output voltage V and transmit loop reference voltage V_{Ref} are measured separately.

If a balun is used, shown in Figure 25, it shall have an impedance ratio of at least 2:1. The reason for the balun is to decrease the source impedance to 25 Ω or less thus to increase the current I_1 .

Requirements for the current probe used in CPM measurements are as follows.

- a) The probe body shall not influence the magnetic field strength of the transmit loop. This condition is fulfilled if the size of the probe is small compared to the size of the loop. The influence of the probe body shall be determined by observing the magnetic field strength result with and without the probe present.
- b) The probe cable shall not influence the magnetic field strength of the transmit loop. This can be determined by observing the magnetic field strength while the cable is laid at different positions. If the probe cable has an influence, ferrites can be used to reduce the influence.
- c) The probe output shall not depend on the direction of the current. Some current probes show a direction-of-current dependency at the upper end of the frequency range. This may be estimated by rotating the probe placement on the transmit loop, if possible.

- d) The probe shall normally show a flat response of the transfer impedance, and shall be calibrated with a reasonably fine (small discretization) frequency step.
- e) The position of the probe can have an effect on the measured current, due to the inhomogeneous current distribution around the loop circumference. Typically, this effect should be negligible due to the small radius of the loop.

5.2.4.3 Measurement uncertainties for CPM calibration results

The measurement function based on Equation (77) for a circular transmit antenna is given in Equation (79)

$$F_{\text{aH}}(\text{AUC}) = A_i(1,2) + 20\lg(\pi r_1^2) + K(1,2) - 20\lg(Z) + \delta\mathcal{A}_{\text{coup}} \quad (79)$$

The uncertainty of the current probe calibration measurement result is given in Table 20.

Table 19 – Example of an uncertainty budget for F_{ah} of a loop antenna determined by the current probe method – expanded uncertainty at 30 MHz

Source of uncertainty or quantity X_i		Value	Probability distribution	Divisor	Sensitivity	u_i dB
Site Insertion Loss (NOTE 1)	$A_i(1,2)$	0,15 dB	Normal ($k = 1$)	1	1	0,15
Loop radius (NOTE 2)	r_1	0,002 m	Rectangular	$\sqrt{3}$	347	0,40
Greene's formula (NOTE 3)	$K(1,2)$	0,38 dB	Normal ($k = 1$)	1	1	0,38
Transfer impedance (NOTE 4)	$ Z $	0,23 dB	Normal ($k = 1$)	1	-1	0,23
Coupling to vicinity (NOTE 5)	δA_{coup}	0,1 dB	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,06
Combined standard uncertainty, u_c						0,62
Expanded uncertainty, U ($k = 2$)						1,24

NOTE 1 See Table 16 for site insertion loss measurement uncertainty.

NOTE 2 A radius of 5 cm with an uncertainty of 2 mm is assumed for the transmit loop. The sensitivity coefficient is equal to $40/[r_1 \times \ln(10)]$; this means that the sensitivity decreases with increased transmit loop diameter.

NOTE 3 See 5.2.3.3 for the uncertainty of $K(1,2)$. Receive antenna radius of 0,3 m and distance of 0,5 m are assumed.

NOTE 4 See Table 20 for the uncertainty of the transfer impedance.

NOTE 5 The coupling to the vicinity is estimated by simulation or measurement. If the calibration is performed above ground plane, Figure 23 can be used to estimate the coupling.

Table 20 – Example of an uncertainty budget for transfer impedance $|Z|$ according to the jig method of CISPR 16-1-2

Source of uncertainty or quantity X_i	Value dB	Probability distribution	Divisor	Sensitivity	u_i dB
Reference channel reflection	0,10	U-shaped	$\sqrt{2}$	1	0,07
Reference channel cable reflection	0,17	U-shaped	$\sqrt{2}$	1	0,12
Coaxial adaptor jig	0,20	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,12
Connector repeatability	0,05	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,03
Instrument accuracy	0,25	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,14
Combined standard uncertainty, u_c					0,23

5.2.5 Standard antenna method

5.2.5.1 General

The standard antenna method is simple to implement because neither a third antenna nor a current probe is required. The traceability is based on the use of a previously-calibrated antenna. To calibrate the standard antenna, the TAM (see 5.2.3) or the TEM-cell method (see 5.2.2) may be used.

Similarly, as with all standard calibration methods, the largest contribution to the measurement uncertainty of the calibrated antenna factor is from the standard antenna. Therefore, the measurement uncertainty of antenna factors obtained using SAM can be larger compared to other methods.

5.2.5.2 Calibration procedure

The measurement setup is shown in Figure 26. The magnetic field antenna factor derived from the SIL between two loops is described by Equation (80). If the magnetic field antenna factor of one of the antennas is known, it is possible to calculate the second antenna factor using Equation (80) ([72] and [73]).

$$F_{aH}(AUC) = -45,9 - 20 \lg f_{MHz} + A_1(1,2) + K(1,2) - F_{aH}(STA) \text{ in dB(S/m)} \quad (80)$$

where

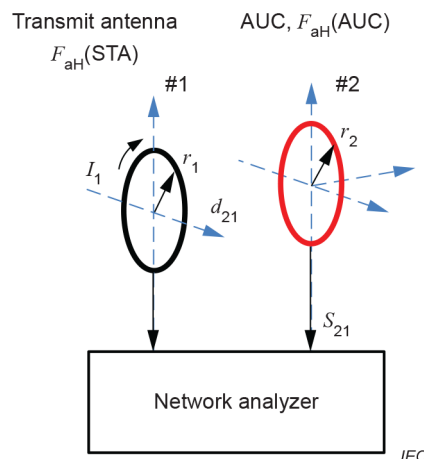
$$A_1(1,2) = -20 \lg |S_{21}(1,2)| \text{ in dB, is SIL} \quad (81)$$

f_{MHz} is the frequency in MHz

$K(1,2)$ is Greene's formula, per Equation (64), or Equation (65) for circular loops, in dB(m⁻³).

$F_{aH}(AUC)$ is the magnetic field antenna factor of the AUC, in dB(S/m)

$F_{aH}(STA)$ is the magnetic field antenna factor of the standard antenna, in dB(S/m)



NOTE The feed points may be placed at the top of the loop antennas.

Figure 26 – Antenna arrangement for the standard antenna method

5.2.5.3 Measurement uncertainties for SAM calibration results

Equation (80) serves as the measurement function, where the frequency inaccuracy is neglected and the influence of the vicinity δA_{coup} is added. An example of the measurement uncertainty budget for magnetic field antenna factor at 30 MHz is shown in Table 21. The measurement uncertainty depends mainly on the magnetic field antenna factor of the transmit loop antenna used as the standard antenna. In addition, the distance between the antennas and the radii of the loop antennas affect the measurement uncertainty. For example, if the measurement uncertainty of the transmit loop antenna factor is 1,0 dB, this calibration method gives 1,3 dB as the expanded measurement uncertainty of the AUC.

Table 21 – Example of an uncertainty budget for $F_{\text{aH}}(\text{AUC})$ of a loop antenna determined by the standard antenna method – expanded uncertainty at 30 MHz

Source of uncertainty or quantity X_i		Value dB	Probability distribution	Divisor	Sensitivity	u_i dB
Site Insertion Loss (NOTE 1)	$A_i(1,2)$	0,15	Normal ($k = 1$)	1	1	0,15
Greene's formula (NOTE 2)	$K(1,2)$	0,38	Normal ($k = 1$)	1	1	0,38
AF of standard antenna	$F_{\text{aH}}(\text{STA})$	1,0	Normal ($k = 2$)	2	–1	0,50
Coupling to vicinity (NOTE 3)	δA_{coup}	0,2	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,12
Combined standard uncertainty, u_c						0,66
Expanded uncertainty, U ($k = 2$)						1,31

NOTE 1 See Table 16 for site insertion loss measurement uncertainty.

NOTE 2 See 5.2.3 for the uncertainty of $K(1,2)$. A receive antenna radius of 0,3 m and distance of 0,4 m is assumed. For the transmit loop a radius of 5 cm with an accuracy of 2 mm is assumed.

NOTE 3 The coupling to the vicinity shall be estimated by simulation or measurement. If the calibration is performed above ground plane, Figure 23 can be used to estimate the coupling

6 Frequencies, equipment and functional checks for calibrations at or above 30 MHz

6.1 Calibration frequencies

6.1.1 Calibration frequency ranges and increments

Measurements of F_a of broadband antennas used at or above 30 MHz shall be made by swept frequency methods, or the equivalent of the maximum frequency increments shown in Table 6. Discrete frequencies for calibration of tuned dipoles are given in B.3.

Table 6 – Frequency increments for broadband antenna calibration

Frequency range	Maximum increment
30 MHz to 1 000 MHz	2 MHz
1 GHz to 3 GHz	10 MHz
Above 3 GHz	50 MHz

If measurements are made at an outdoor site, there may be some frequencies at which ambient signals cause significant interference. For one such frequency designated as f_1 , find a frequency, f_2 , where the ambient signal is at least 30 dB below the received measurement signal. Measurements shall be made at f_2 within the frequency range $f_1 \pm \Delta f$, where Δf is 1 MHz in the frequency range from 30 MHz to 150 MHz, 3 MHz from 151 MHz to 300 MHz, and 5 MHz from 301 MHz to 1 000 MHz. The frequency f_2 , and the reason for deviating from the specified frequency, shall be documented in the calibration report. Above 1 GHz, ambient signals can be avoided by measuring in a shielded anechoic chamber.

Some antennas exhibit resonances seen as spikes in a plot of antenna factor versus frequency, an example of which is shown in Figure 6. A calibration increment of 2 MHz is sufficient to indicate the presence of a sharp resonance, but may not capture its peak. Either the calibration shall be performed with a small frequency increment (i.e. see A.8.6), or a statement shall be added to the certificate of calibration that the uncertainty could be higher in the frequency range $0,985 f_{\text{res}} < f < 1,015 f_{\text{res}}$, where f_{res} is the resonant frequency.

NOTE Some models of LPDA or hybrid antennas, whose dipole elements are not welded or protected from oxidation, develop resonances due to breakdown of RF contact of some of the dipole elements, typically increasing F_a by between 2 dB and 5 dB. This occurs particularly for LPDA antennas that have also been used for transmitting relatively high power levels for immunity testing.

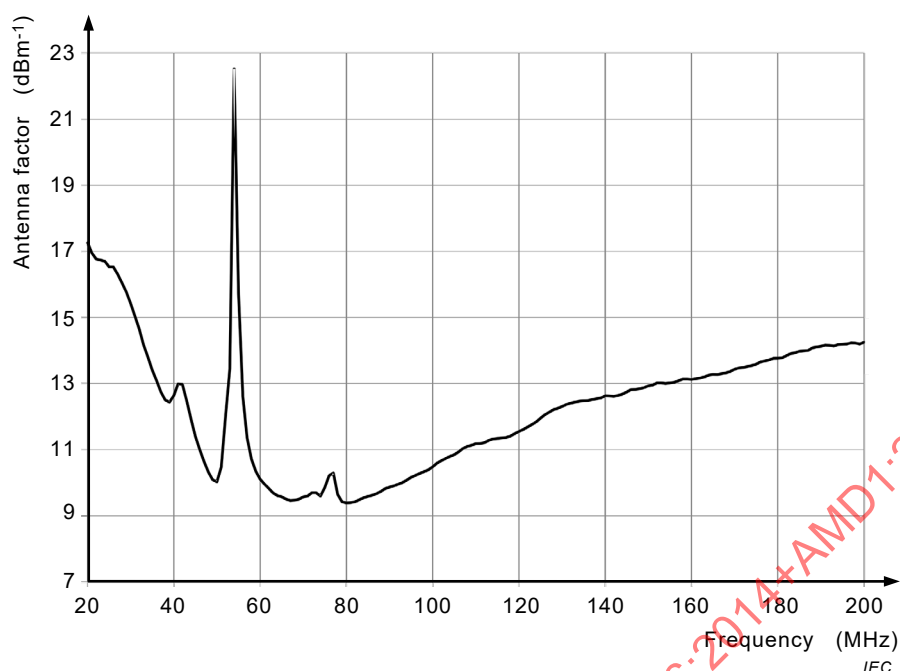


Figure 6 – Example of resonant spike due to poor biconical element connections, using 2 MHz increment

6.1.2 Transition frequency for hybrid antennas

The design principle of a hybrid antenna is the combination of a conventional biconical antenna and a LPDA antenna so as to cover the frequency range from 30 MHz to 1 GHz or higher. A hybrid antenna with a specified frequency range of 30 MHz to 1 GHz can be calibrated against two paired hybrid antennas. However, in the case that a lower uncertainty in F_a is required, a hybrid AUC can be calibrated in two stages by the TAM: the first stage against two paired biconical antennas, and the second stage against two paired LPDA antennas. In this case the two sets of F_a data need to be joined at a suitable transition frequency. Alternatively the first stage can be carried out by the SAM using one biconical STA up to 240 MHz; because the wavelength is larger than the element dimensions, the STA does not have to be identical to the AUC, whereas for non-identical LPDAs the TAM should be used. If the SSM is used, note that for frequencies above 1 GHz other calibration procedures of Clause 8 or Clause 9 shall be used, as applicable. See also 5.3.2 of CISPR 16-1-5:2014 about validating a FAR to use with this calibration approach.

The optimum transition frequency is obtained by overlaying the plots of F_a against frequency, and choosing by inspection the frequency band where there is a close fit between the two plots. Experience with a large number of models of hybrid antenna has shown that this can occur in the frequency range 140 MHz to 240 MHz, most typically near 180 MHz. At lower frequencies, effects of mutual coupling with the ground plane, while at higher frequencies effects of antenna directivity, may each be responsible for deviations between the two sets of results.

6.2 Measurement instrumentation requirements for antenna calibrations

6.2.1 Equipment types

All instrumentation shall have a nominal impedance of 50 Ω . The preferred instrument for antenna calibrations is a network analyzer, incorporating a swept-frequency signal source and a tracking receiver. Alternatives are a spectrum analyzer with tracking generator, or a computer-controlled combination of a signal generator and a receiver. The generic term “measuring receiver” (i.e. 3.1.4.1) is used for the receiving part of these suitable instrument types.

The sweep time shall be established using the following procedure to ensure there is sufficient dwell time for the signal to be fully measured at the measuring receiver [1], especially in the case of long cable runs. Set up a pair of antennas on a CALTS at fixed heights of 2 m and the separation to be used for antenna calibration, e.g. 10 m. Configure the measuring receiver as for an antenna calibration, including sweep time, RF bandwidth, number of averages, and number of frequency points; these set-up parameters could be adapted for a faster sweep time in a FAR. Gradually increase the sweep time to $T_{\min}$ until no change is seen in the response. The sweep time $T_{\min}$ or longer can be used for calibrations.

At frequencies at which there is a signal null, as defined in 3.1.1.19, the comparison between responses may be unreliable. It is recommended to observe the differences in responses only for a signal-to-{receiver noise} ratio greater than 17 dB if using a receiver with an average detector, or a signal-to-{receiver noise} ratio greater than 34 dB if using a VNA; see A.8.1 for other considerations.

NOTE 1 Decreasing the RF bandwidth increases the dynamic range and reduces the influence of ambient signals, but also may necessitate a longer dwell time.

NOTE 2 When measuring SA (i.e. 8.4) it is assumed that the speed of the motorized mast allows the sweep of the frequency range to complete before the mast has moved more than 2 cm for frequencies above 300 MHz, and 5 cm for frequencies below 300 MHz. If the mast speed is too fast, errors can occur in the calculated AF caused by the height at which the signal maximum is actually recorded differing from the height at which it is calculated in $e_0(i,j)|_{\max}$ in Equation (C.27) (see C.3.3). In a height scan where there are multiple maxima lobes, particularly at the higher frequencies, the calculated and measured maxima can be from different lobes and the error in AF can be of the order of 0,5 dB, showing as an uncharacteristic step in a plot of AF against frequency.

When calibrating an antenna by the TAM or by the SSM, two other similar antennas (i.e. paired antennas) that cover the frequency range are required (see 8.2 and 8.4). These can be either other AUCs, or antennas owned by the calibration laboratory. In the case of three unknown antennas, a suitability check is recommended to verify that there are no faults with the measurements or an unstable antenna. This can be done by replacing one antenna by an STA as a one-off exercise at the start of a session of calibrations. Confidence in the attainment of traceable results is gained by including at least one of the three antennas whose AF is known through a history of several calibrations.

Paired antennas serve different functions for measurements by the TAM or by the SAM. In the case of the TAM the antenna has to be similar, as defined in 3.1.1.12. In the case of the SAM, the function of the paired antenna is to set up a uniform field over the aperture of the AUC and the STA. When a ground plane is used, the radiation patterns of the AUC and STA have to be very similar. The definition of SIL in 3.1.4.3 introduces the description of an antenna as receive or transmit; this is an alternative to description as AUC and paired antenna. The designation “receive and transmit” reduces one degree of freedom for the operation, because the measured result is the same whichever antenna is connected to the receiver or signal generator.

At appropriate intervals, for traceability the linearity of the instrumentation is verified using calibrated attenuators. Measurements are performed with calibrated attenuators, e.g. 10 dB, 30 dB, or 50 dB, and mismatch standards. The results are compared to the values from the calibration certificate by the E_n criterion [8].

A traceable distance-measuring instrument (e.g. tape measure or laser meter) is needed to measure the antenna separation and height. The RF measurement result is more sensitive to height above a ground plane than to separation. For the TAM the absolute heights and separation distances are crucial, whereas for the SAM the crucial measurement is the positioning of the AUC with respect to the STA; the position tolerance for the SAM is given in 8.3.2. The height should be set within a tolerance of ± 10 mm; higher deviations lead to higher measurement uncertainties. The tolerance and uncertainties can be quantified by performing a sensitivity test of SIL magnitude by varying the height.

The accuracy with which separation needs to be measured depends on the absolute distance; the smaller the separation, the smaller the tolerance is allowable. For example, for a 10 m separation, an error in position of 10 mm for both antennas leads to an uncertainty

contribution in field strength in free space of $20 \lg(9,98/10)$ dB = 0,017 dB; an uncertainty contribution of 0,1 dB implies an error in separation of 114 mm. An error in separation is more critical where the ground plane reflection is included, as in the SSM, because the phase of the signals is involved. Height scanning partially compensates for an error in distance, because it searches for the in-phase condition. In this case, an error in separation of less than $\pm \lambda/30$ is preferred. The upper frequency for SSM is 1 GHz, at which $\lambda/30$ is 10 mm.

The time interval between the AUC and STA SIL measurements shall be kept to a minimum to reduce signal generator and receiver drift and effects of temperature changes. The transmission loss of cables used in antenna calibration will vary with temperature. It is recommended that cables that are exposed to direct sunlight have white skins, or are fitted with a white sheath, to reduce the effect of temperature fluctuations arising from variations in direct sunlight due to changing cloud cover.

Time should be allowed for the cable temperatures to stabilize in cases where cables are taken from a warm room to a cold outdoor site, and where cables are left outdoors warming up in the transition from night-time to day-time temperatures. The maximum time interval shall be assessed for local conditions by observing the change in received signal, while neither the source nor the measurement set-up (including cables and antennas) are in any way disturbed.

6.2.2 Mismatch

Measurement uncertainty budgets given in this standard include mismatch uncertainties. This subclause covers the uncertainty due to the mismatch of the receiver and signal source with the cables, attenuators, and mismatch of antennas with the connected cables. The equations for the mismatch uncertainties are derived in Annex F.

NOTE 1 Despite that the use of slotted lines is obsolete, VSWR is often used to denote mismatch of equipment such as attenuators and measuring receivers, but it is more common to cite measurements of mismatch as return loss. The quantity "return loss" is favoured over VSWR for the measured magnitude of mismatch of antennas.

The receive antenna shall appear to the receiver to have a return loss > 20,9 dB, which can usually be achieved by connecting a 6 dB attenuator to the cable connecting the antenna to the receiver. Note that the cable attenuation itself is part of the padding attenuation; there is a trade-off in the level of padding attenuation between achieving an acceptable SNR and an acceptable mismatch uncertainty.

It is preferred to use single cables, rather than several cables interconnected together, because each connection will contribute a mismatch uncertainty. For more accurate measurements, especially above 1 GHz, a VNA can be used to measure complex reflection coefficients, to facilitate correcting for mismatch uncertainty arising if impedances different from 50Ω are presented to the transmit and receive antennas. The application of error correction techniques shall be done very carefully in configurations where there is the possibility of movement of cables, which may negate the error correction.

When performing the SIL measurement between two antennas (i.e. see 7.2.2), two separate sections of cable are used, i.e. one section (labelled T) connects the output port of the signal source with the antenna port of the transmit antenna; the other cable section (labelled R) connects the antenna port of the receive antenna with the input port of the measuring receiver. Equations (13) and (14) are derived in Annex F, and apply to a section of cable with a connected attenuator, as measured with a full two-port calibrated VNA. The section of cable may include a padding attenuator as required, which is usually at the end of the cable connected to the antenna.

The value of the limit for the mismatch uncertainty (see NOTE 2) associated with the power transfer between the signal source and the transmit antenna is given by Equation (13). The value of the limit for the mismatch uncertainty associated with the power transfer between the receiver and the receive antenna is given by Equation (14).

$$M_T^{\pm} = 20 \lg \left[1 \pm \left(|\Gamma_{aT}| |S_{11}| + |\Gamma_T| |S_{22}| + |\Gamma_{aT}| |\Gamma_T| |S_{11}| |S_{22}| + |\Gamma_{aT}| |\Gamma_T| |S_{21}|^2 \right) \right] \text{ in dB} \quad (13)$$

$$M_R^{\pm} = 20 \lg \left[1 \pm \left(|\Gamma_{aR}| |S_{11}| + |\Gamma_R| |S_{22}| + |\Gamma_{aR}| |\Gamma_R| |S_{11}| |S_{22}| + |\Gamma_{aR}| |\Gamma_R| |S_{21}|^2 \right) \right] \text{ in dB} \quad (14)$$

The reflection coefficients and S -parameters are measured, where

- Γ_{aR} is the reflection coefficient of the receive antenna port;
- Γ_{aT} is the reflection coefficient of the transmit antenna port;
- Γ_T is the reflection coefficient of the output port of the signal source;
- Γ_R is the reflection coefficient of the input port of the measuring receiver;
- S_{11} is the reflection coefficient of the cable section R or T that connects with the ports of the receive and transmit antennas respectively, applied to Equation (13) or Equation (14), respectively;
- S_{21} is the transmission coefficient (i.e. loss) of the cable section R or T that connects with the ports of the receive and transmit antennas respectively, applied to Equation (13) or Equation (14), respectively;
- S_{22} is the reflection coefficient of the cable section R or T that connects with the input port of the measuring receiver; or the output port of the signal source respectively, applied to Equation (13) or Equation (14), respectively.

For example, if an antenna and the measuring receiver have a return loss of 20,9 dB (i.e. $|\Gamma_{aR}| = |\Gamma_R| = 0,091$), and the connecting cable has $|S_{11}| = |S_{22}| = 0,024$ and $|S_{21}| = 0,5$, then Equation (14) yields an error bound of $M_R^{\pm} = 0,056$ dB.

NOTE 2 A correction could be applied to reduce an error, but where no correction is applied, the value of the error is taken to be the value of the uncertainty, which is $M_R / \sqrt{2}$.

In cases where S_{11} and S_{22} of the cables are negligibly small, e.g. at frequencies below 200 MHz, Equations (13) and (14) can be simplified by setting all terms multiplied by S_{11} and S_{22} to zero.

6.2.3 Dynamic range and reproducibility of SIL measurement

The main requirement for the accurate measurement of SIL between two antennas is amplitude linearity (sometimes referred to as dynamic accuracy). The aim for linearity should be better than $\pm 0,1$ dB per decade, but account should be taken in the measurement uncertainty budget of the actual linearity achieved. Antenna measurements generally need a dynamic range of 60 dB or more, or a null detection method can be used together with a precision step attenuator. For a description of the null detection method, also known as a substitution method, see 4.4.4.3.2 of CISPR 16-1-5.

Coaxial cables shall not be bent tighter than their specified minimum bend radius because this could introduce a mismatch; furthermore for cables that are not in a permanent fixed layout, excessive bending can reduce the reproducibility of cable performance. If the cables do get overly bent, the cable-through measurement should be repeated, to check that the SIL has not changed by more than 0,2 dB.

The typical attenuation between two antennas 10 m apart is in the order of 40 dB, thus the use of two fixed attenuators (e.g. 6 dB) is recommended to reduce the mismatch uncertainties, and a sufficient signal-to-{receiver noise} ratio of at least 34 dB is required to obtain low measurement uncertainties. Adding cable loss, this adds up to roughly 90 dB in total. The value (dB) of attenuator can be reduced according to the amount of attenuation contributed by the cable. Dynamic range is usually defined as the ratio between maximum

reading and noise floor. A further method to improve the mismatch uncertainty is the use of a calibrated VNA, and removal of the attenuators if more dynamic range is needed. In this case, the effective source and load match shall be used to calculate the mismatch uncertainty. The effective source and load match of calibrated VNAs are better than 30 dB return loss. This can involve full two-port calibration (12-term correction) of the VNA, which may only be suitable for methods using shorter cables.

6.2.4 Signal-to-noise ratio

The signal generator shall provide output power sufficient to produce a signal, via the cables and antennas, at the measuring receiver input well above the noise level of the receiver. Assuming the use of a VNA, the signal-to-{receiver noise} ratio should be 34 dB or more, however in the case of a receiver using an average detector the ratio can be reduced to 17 dB or more. The signal-to-interference ratio should be 30 dB or more, to minimize the impact of a sinusoidal ambient signal. Receiver noise can be decreased by reducing the resolution bandwidth as required. See also A.8.1 for other considerations.

Power amplifiers may be used at the signal generator output to raise the signal above both the ambient and receiver noise. However, care shall be taken to comply with radio regulations.

In addition, preamplifiers may be used at the measuring receiver input to raise the signal above the receiver noise. However, care shall be taken to avoid overloading the preamplifier input, as well as the input of the measuring receiver. The linearity of each preamplifier shall be verified, particularly when high level ambient signals are present. Filters may be used to prevent out-of-band signals from saturating the preamplifiers. Out-of-band and saturation errors shall be evaluated, and included in the uncertainty analysis of the antenna calibration. The problems posed by ambient interference in the calibration of antennas can be avoided by using a shielded FAR or SAC.

If an ambient signal is present within the bandwidth of the measuring receiver during the calibration process, together with the test signal, the resulting error depends on the nature of the ambient signal. In case the ambient signals contain sinusoidal components (e.g. analogue broadcasts), a greater value of {signal-plus-ambient}-to-ambient ratio may be required. For example, a sinusoidal ambient signal that is 20 dB below a sinusoidal test signal would cause an uncertainty contribution of about 0,9 dB. To reduce this uncertainty contribution, the level of the test signal will have to be increased accordingly. Sinusoidal ambient signals will yield larger uncertainty contributions than noise-like or broadband signals; see also the second paragraph of 6.1.1 about avoiding measurements on ambient frequencies.

6.2.5 Antenna masts and cables

Unwanted reflections from the antenna support structures, and antenna cables and control cables, contribute to the systematic uncertainties of an antenna calibration. To constrain the uncertainty caused by these reflections to no more than $\pm 0,5$ dB, lightweight non-metallic masts should be selected (motorized masts for the SSM may be more robust), in accordance with the guidance presented in A.2.3.

Antenna cables shall be orthogonal to the antenna dipole elements, and routed horizontally by at least 1 m behind the antenna before routing vertically to ground. For a vertically-polarized antenna, the antenna cable should be extended horizontally behind the antenna for at least 5 m before routing vertically to ground. For distances smaller than 5 m, the measurement uncertainty shall be evaluated and applied accordingly. See A.2.3 for means to quantify this effect. These guidelines apply mainly to dipole and biconical antennas, because the effects are less for more directive antennas such as LPDA antennas.

6.3 Functional checks of an AUC

6.3.1 General

Prior to performing a calibration, the integrity of the AUC shall be verified. Unless the antenna is new, it shall be visually inspected to ensure it does not have mechanical or structural damage or any oxidation on the electrical contact surfaces. Measurement of the return loss is optional, but it is a quick test and is strongly recommended before the AF is measured, because gross departure from the manufacturer's data can identify whether it is worth proceeding with the longer measurement of antenna factor.

If the return loss is not measured first, and if the measured AF departs obviously from the previous calibration or the manufacturer's data, it is recommended to then measure the return loss, because deviation from the manufacturer's data can confirm a faulty antenna and help to identify the cause of the fault. A method of measurement of return loss is given in A.8.7. Checking the connector pin-depth (i.e. see A.8.2), and checking for sharp resonances in the frequency response (i.e. see A.8.6), are also recommended but are optional.

6.3.2 Balance of an antenna

In antenna calibration and radiated disturbance measurements, the receive antenna balun may give rise to common-mode currents on the cable attached to the receive antenna. Such common-mode currents create EM fields that may be picked up by the receive antenna, and that consequently may cause a systematic uncertainty in the radiated disturbance measurement results and in the measurement of antenna factor. A method of measuring the imbalance is given in 4.5.4 of CISPR 16-1-4:2019. If there is any indication that the balun has poor balance, thus exciting common mode currents on the outer conductor of the cable, ferrite clamps placed on the cable are partially effective in damping these currents.

NOTE It can be difficult to achieve good balance on high power baluns and the use of these in receive antennas is discouraged. Where the balance of a receive antenna degrades, typically at the low frequency end, repair is encouraged.

6.3.3 Cross-polar performance of an antenna

When an antenna is placed co-polarized in a linearly-polarized plane-wave field and then rotated through 90°, its cross-polar rejection shall be at least 20 dB. Alignment with the electric field vector of the plane wave (co-polarized) is defined to be the condition when a mechanical reference line of the antenna is parallel to the field vector. The reference line is the physical dipole axes for dipole, biconical, LPDA and hybrid antennas, and a physical plane for horn antennas. For example in a vertically-polarized field, the side-wall of a horn antenna, or the central vane of a DRH antenna, is vertically aligned.

Generally it is not necessary that cross-polar performance be measured each time an antenna is calibrated, but it is strongly recommended that at minimum the cross-polar rejection data should be available from the antenna manufacturer. Usually dipole, biconical and horn antennas inherently comply with the 20 dB requirement; however, LPDA dipole elements are in echelon, such that many LPDA antennas, and the LPDA part of hybrid antennas, do not meet the 20 dB requirement, especially at the top end of their operating frequency bands (see A.7). The additional uncertainty due to cross-polar rejection of less than 20 dB shall be calculated, to be available for use in the measurement uncertainty budget for an EMC disturbance test.

The measurement of cross-polar response to better than 20 dB requires identifying a paired antenna which itself has a cross-polar rejection of greater than 40 dB, such as a standard waveguide horn antenna. Generally the cross polar of LPDA antennas degrades with increase in frequency. For example, an LPDA antenna with a specified upper frequency of 2 GHz is likely to meet the cross-polar rejection of 20 dB below 1 GHz, in which case it is necessary to measure cross-polar response above 1 GHz; see 4.5.5 of CISPR 16-1-4:2010 about measurement procedures. A linear dipole antenna can be used, but it is more practicable to use a horn antenna, whose directivity provides a big advantage in reducing reflected signals.

Horn antennas also generally cover wider frequency ranges than dipoles. One of the antennas has to be rotatable through slightly greater than 90° (see also [14] for other details about test procedures).

6.3.4 Radiation patterns of an antenna

The radiation pattern is a key parameter of an antenna, especially for calibrations based on ground-plane reflection methods. Generally, antennas used for EMC testing have a broad main lobe in the antenna boresight direction, but for some antennas, in particular horns, at frequencies approaching the upper end of their operating frequency range, the main lobe can become narrow, or decrease (exhibiting a dip, i.e. a shallow null) on boresight. These pattern characteristics can affect the precision that is required in the alignment of an antenna for calibration.

In general, for antennas mounted in a free-space set-up without a ground plane, the pattern has an insignificant effect on the uncertainty of the resulting antenna factor obtained in a calibration (except see the NOTE in 9.5.1.3 about DRH antennas). When the method of calculating antenna factor includes a ground-plane reflection, as in Equation (23) (see 7.3.2) in combination with Equation (C.22) (see C.3.2), there can be a significant uncertainty contribution for antennas with a narrow-beam pattern. Equation (23) alone is a simplified version of Equation (C.22), assuming a uniform radiation in all directions, and applies in calibrations where the ray transmitted directly between the antennas has the same amplitude in the radiation pattern as the ray that passes from one antenna to the other via the ground plane; this is the assumption of the simplified calculation of AF, e.g. Equation (39) (see 7.4.1.2.1). An example is a uniform H-plane pattern of a horizontally-polarized biconical antenna.

Normally, in the case of a horizontally-polarized LPDA antenna using 10 m separation, the uncertainty contribution due to the radiation pattern is negligible. However in the case of a separation of 3 m, or a more directive antenna, the uncertainty contribution could be significant. As an example, if the reflected signal is 2 dB down from the peak of the beam, the uncertainty in the AF is 0,46 dB.

The magnitude of the uncertainty can be evaluated from knowledge of the radiation pattern and the geometry of the antenna set-up. The separation and heights of the antenna pair are used to calculate the angles from boresight of the direct and reflected rays between the antennas. The uncertainty can be reduced by including the radiation pattern data in the calculation of AF, i.e. using Equation (C.29) (see C.3.3).

Measurements of omnidirectional antennas, such as biconicals, require tighter site validation criteria than for directional antennas, such as horns, because for the latter unwanted reflections are suppressed in directions of low directivity of the antenna.

Radiation patterns are measured by rotating the antenna around its phase centre in a free-space environment. Most commonly the antenna is rotated in a horizontal plane, i.e. azimuth rotation, and the amplitude response recorded against angle of rotation from boresight.

Annex I introduces a method for antenna pattern measurement in the frequency range above 1 GHz.

7 Basic parameters and equations common to antenna calibration methods for frequencies above 30 MHz

7.1 Summary of methods for measurements to obtain AF

The antenna calibration set-up and site type, with a corresponding subclause number, are summarized in Table 1 in 4.5. General considerations for the main types of calibration methods are given in 4.3. The basic SIL measurement procedure and common measurement uncertainty components are described in 7.2, which are a basis for measurements described

in Clauses 8 and 9. General equations to calculate AF from SIL or SA are described in 7.3. The equations of 7.3 are applied to the TAM, SSM and SAM in 7.4. A detailed example measurement uncertainty evaluation is given in 7.4.1.1.2, following the steps of ISO/IEC Guide 98-3:2008 starting with a model equation. The parameters related to phase centres and antenna positioning are described in 7.5.

7.2 Site insertion loss measurements

7.2.1 General

The measurement of SIL is common to all radiated field methods of antenna calibration. The measurement procedures for SIL, and the common measurement uncertainty components, are described in 7.2.2 and 7.2.3, respectively.

7.2.2 SIL and SA measurement procedure

The SIL, $A_i(i,j)$, for an antenna pair (i,j) shall be measured according to the following steps, using set-ups as shown in Figure 7 and Figure 8, in a free-space environment or at a calibration site with a ground plane, respectively. A free-space environment can be created either by absorber lining, or by having the antennas elevated at a large height above the ground. The antennas are either horizontally or vertically polarized, as specified by the calibration method. The calibration frequencies are as described in 6.1.1. When over a ground plane, the antenna heights shall be such that a signal null is not produced (e.g. see 7.4.1.2.1).

- Adjust a signal generator connected to antenna i to produce an electromagnetic field at a level to ensure a sufficient SNR at the position of the paired antenna j . Connect a measuring receiver to antenna j and tune to the frequency of the signal generator. Adjust the output of the signal generator according to the criteria of 6.2.3. Measure the output voltage derived from antenna j , $V_S(i,j)$ in dB(μV). The measurement is normally performed with a VNA, but the same principles of ensuring a sufficient SNR apply (see also the definition of “measuring receiver,” 3.1.4.1).
- Detach the cables from the antennas and connect directly to each other with an adaptor. Measure the output voltage as V_D in dB(μV). The frequency and output level of the signal generator shall be kept constant during the measurements of $V_S(i,j)$ and V_D .
- Calculate the SIL between the two antennas using Equation (15).

$$A_i(i,j) = V_D - V_S(i,j) \text{ in dB} \quad (15)$$

When a measuring receiver gives power readings in dBm, Equation (15) is equivalent to the difference of the power readings (P), as given in Equation (16):

$$A_i(i,j) = P_D - P_S(i,j) \text{ in dB} \quad (16)$$

- For the TAM: Follow the procedure of steps a) and b). To minimize the time lapse between the antenna pair and the cable connection measurements, carry out step a) consecutively for the three antenna pairs, and then repeat the cable connection measurement of step b). Note the difference between the two cable connection readings; if the difference exceeds the tolerance set by the laboratory to achieve a given uncertainty for AF, all measurements shall be repeated. A recommended maximum tolerance is $\pm 0,25$ dB. Although a VNA has minimal drift in amplitude, a significant drift can be caused by variations in temperature of the cables; also variations in connector repeatability can occur.
- For the SSM: Measure the maximum output voltage induced in antenna j , $V_S(i,j)|_{\max}$ in dB(μV), during the height scan from 1 m to 4 m of antenna j using the set-up as shown in Figure 8. Calculate the site attenuation, A_s , between the two antennas using Equation (17).

$$A_s(i,j) = V_D - V_S(i,j)|_{\max} \text{ in dB} \quad (17)$$

It is not necessary to identify which antenna of the measured pair is kept at a fixed height, and which one is height scanned (i.e. see 7.4.2.2 and A.5, but for better reproducibility see footnote "a" in Table 1).

- f) For the SAM: Measure the SIL for the STA first, then for the AUC, then repeat the STA measurement. Note the difference between the two STA readings; if the difference exceeds the tolerance set by the laboratory to achieve a given uncertainty for AF, the causes for the unacceptable difference should be investigated and all measurements shall be repeated.

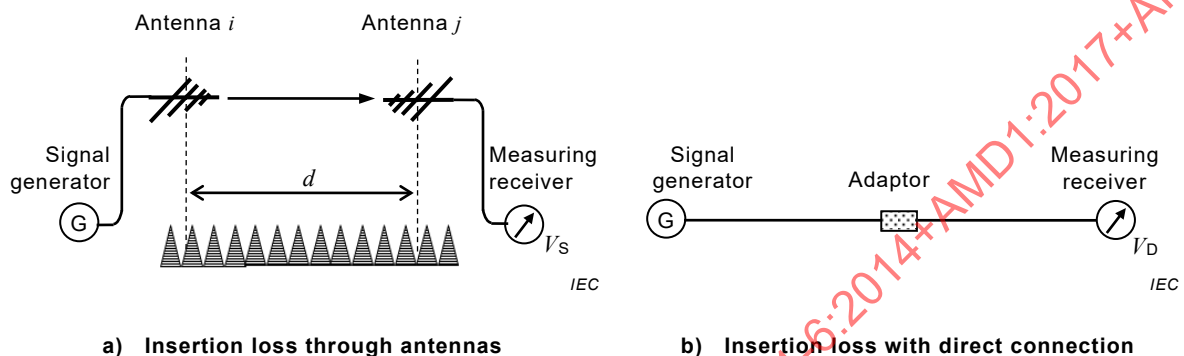


Figure 7 – Antenna set-up for SIL measurement at a free-space calibration site

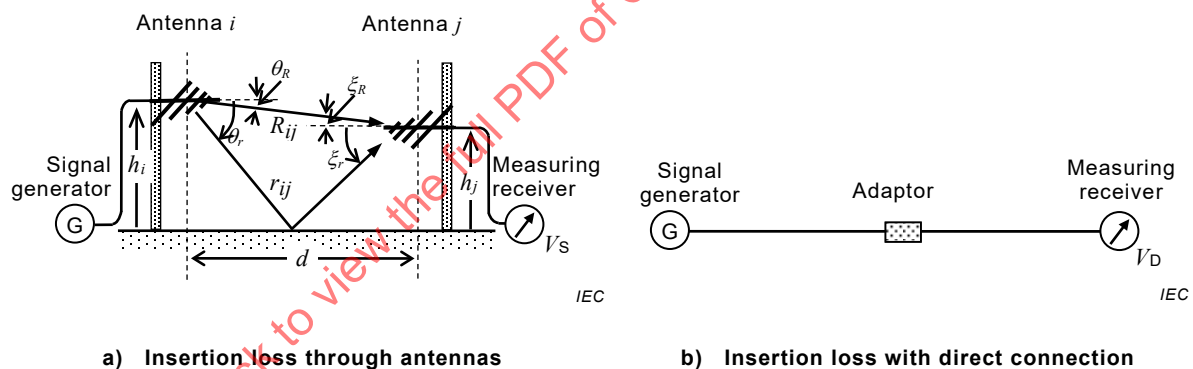


Figure 8 – Antenna set-up for SIL and SA measurement at a ground-plane calibration site

7.2.3 Common uncertainty components of a SIL measurement

The calibration of an AUC involves the measurement of SIL between the AUC and another antenna. In each SIL or SA measurement, the two voltage measurements, i.e. for V_D and V_S in Figure 7 or Figure 8, are affected by various influence parameters, such as stability of the signal generator, accuracy of the voltage measurement, mismatch in cable connection, and measurement repeatability. The symbols in Figure 8 a) are described in 7.3.3. A first-order Taylor expansion of Equation (15) about the expected values of the parameters yields:

$$A_i = (V_D + \delta V_{D SG} + \delta V_{D noise} + \delta V_{D linear} + \delta V_{D res} + \delta V_{D mismatch} + \delta V_{D cable}) - (V_S + \delta V_{S SG} + \delta V_{S noise} + \delta V_{S linear} + \delta V_{S res} + \delta V_{S mismatch} + \delta V_{S cable}) \quad (18)$$

where $\delta V_{D SG}$ and $\delta V_{S SG}$ represent variations in measured V_D and V_S caused by the stability of the signal generator output, respectively. Deviations of the characteristics of the measuring receiver from the ideal ones affect the measured V_D and V_S . The important characteristics are noise, linearity, and resolution, and their respective effects are denoted by $\delta V_{D, S noise}$,

$\delta V_{D,S\text{linear}}$ and $\delta V_{D,S\text{res}}$. If a variable attenuator is used so that the measuring receiver level is changed negligibly during measurements of V_D and V_S , the linearity errors in Equation (18) can be excluded, instead, the uncertainty of the attenuation difference, one for V_D and the other for V_S measurement, of the variable attenuator shall be included leading to:

$$\delta V_{\Delta\text{linear}} = \delta V_{D\text{linear}} - \delta V_{S\text{linear}} \quad (19)$$

Evaluation of the receiver noise influence is briefly described in 6.2.4. The quantities $\delta V_{D\text{mismatch}}$ and $\delta V_{S\text{mismatch}}$ are the changes in V_D and V_S caused by mismatch in cable connection, respectively. The quantity $\delta V_{S\text{mismatch}}$ involves the influences of mismatches of the cable sections T and R, as explained in 6.2.3. Variation in the cable attenuation, due to temperature and cable bending, may introduce significant uncertainty in the SIL or SA measurements; such an influence is taken into account by $\delta V_{D,S\text{cable}}$.

For the measurement of SIL or SA, if a full two-port calibration of the VNA is performed to reference planes at the antenna ends of the cables, the value of $\Delta V = V_D - V_S$ in dB is directly measured by one measurement, in which case Equations (18) and (19) can be simplified to:

$$A_i = \Delta V + \delta V_{\Delta\text{meas}} + \delta V_{D\text{mismatch}} - \delta V_{S\text{mismatch}} - \delta V_{\Delta\text{cable}} \quad (20)$$

with

$$\delta V_{\Delta\text{meas}} = \delta V_{\Delta\text{noise}} + \delta V_{\Delta\text{linear}} + \delta V_{\Delta\text{res}} \quad (21)$$

where $\delta V_{\Delta\text{meas}}$ represents the influence of the VNA characteristics on measured ΔV , and $\delta V_{\Delta\text{cable}}$ is the difference in the cable attenuation between V_D and V_S measurements.

Referring to Equation (20), uncertainty components and example values for a SIL measurement with a VNA are shown in Table 7. The specific u_c value of Table 7 is used as a common uncertainty contribution in the uncertainty evaluations for various calibration methods specified in this standard. The uncertainties related to the mismatch, $\delta V_{D,S\text{mismatch}}$, are excluded from the table because they strongly depend on the antennas connected to the cables, but mismatch is included in the measurement uncertainty budgets for the calibration methods in Clause 9 and Annex B. Uncertainty caused by the receiver resolution, $\delta V_{\Delta\text{res}}$, is also excluded as it may be negligibly small compared with other components. Equations (20) and (21) imply that all the components have a sensitivity coefficient of unity. The combined standard uncertainty, u_c , was calculated assuming that all the listed uncertainty components have a sensitivity coefficient of unity.

Table 7 – Example measurement uncertainty budget for common components of a SIL measurement result evaluated from Equation (20)

Source of uncertainty or quantity X_i	Value dB	Probability distribution	Divisor	Sensitivity	u_i dB	Note ^a
VNA characteristics affecting ΔV measurements	0,18	Normal	2	1	0,09	N8)
Cable attenuation variation due to temperature or flexing	0,15	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,09	N9)
ΔV measurement repeatability	0,04	Normal	1	1	0,04	N6)
Combined standard uncertainty, u_c					0,13	N7)
Expanded uncertainty, U ($k = 2$)					0,26	

^a Numbered notes are as given by the numbered items in E.2.

7.3 Basic equations for the calculation of AF from SIL and SA measurements

7.3.1 Antenna factor from SIL measurements

Antenna calibration is a process to derive an accurate estimate of the AF from measurements of the site insertion loss or site attenuation. The relationship between the AF and the SIL or SA is introduced in this subclause. The rationale for the equations is briefly described in Annex C. Basic equations are given in 7.3.2 and 7.3.3, and simplified versions of these are given in 7.4.1.1 to 7.4.3 for each calibration method.

In general, uncertainty values in this standard are tabulated using the maximum value in a given frequency range; each calibration laboratory could subdivide the frequency range, to show where lower uncertainties are achievable in any frequency sub-ranges.

7.3.2 Relationship of AF and SIL for a free-space calibration site

At a free-space calibration site, where the ground-reflected wave and any other source of reflection is negligible, the site insertion loss is measured between the two antennas accurately directed toward each other, as shown in Figure 7. The site insertion loss for this antenna pair set-up can be expressed as in Equations (22) to (24).

$$A_i(i, j) = F_a(i) + F_a(j) + K(i, j) \text{ in dB} \quad (22)$$

where the coefficient $K(i, j)$ is expressed as

$$K(i, j) = 20 \lg \left(\frac{39,8}{f_{\text{MHz}}} \right) - 20 \lg [e_0(i, j)] \text{ in dB(m}^2\text{)} \quad (23)$$

The field strength parameter e_0 is given by

$$e_0(i, j) = \frac{1}{d} \text{ in m}^{-1} \quad (24)$$

where

- $F_a(i)$ is the AF in dB(m⁻¹) of antenna i in its boresight direction;
- $F_a(j)$ is the AF in dB(m⁻¹) of antenna j in its boresight direction;
- f_{MHz} is the frequency in MHz;
- d is the specified separation distance between the antennas, in m.

Equations (22) to (24) are derived theoretically in C.3.1, i.e. see Equations (C.15) to (C.19). The rigorous expression for $e_0(i, j)$ is given by Equation (C.17). Equation (23) can be expressed as:

$$K(i, j) = -20 \lg(f_{\text{MHz}}) + 20 \lg(d) + C \quad (25)$$

where C is equal to $20 \lg(39,8)$.

7.3.3 Relationship of AF and SIL for a calibration site with a metal ground plane

When the SIL is measured for a pair of antennas facing each other with polarization p above a metal ground plane, as shown in Figure 8, the SIL can be expressed in the following form:

$$A_i(i, j) = F_a(i | h_i, p) + F_a(j | h_j, p) + K(i, j | p) \text{ in dB} \quad (26)$$

with the coefficient $K(i, j | p)$ given by:

$$K(i, j | p) = 20 \lg \left(\frac{39,8}{f_{\text{MHz}}} \right) - 20 \lg [e_0(i, j | p)] \quad \text{in dB(m}^2\text{)} \quad (27)$$

where

$F_a(i | h_i, p)$ is the height-dependent AF of antenna i in dB(m⁻¹) in its boresight direction (i.e. $\theta_R = 0$), where the antenna is elevated at a height h_i and oriented for polarization p ;

$F_a(j | h_j, p)$ is the height-dependent AF of antenna j in dB(m⁻¹) in its boresight direction (i.e. $\xi_R = 0$), where the antenna is elevated at a height h_j and oriented for polarization p .

For horizontal polarization (i.e. $p = H$), the field strength parameter $e_0(i, j | p)$ in Equation (27) can be expressed as

$$e_0(i, j | H) = \left| \frac{e^{-j\beta R_{ij}}}{R_{ij}} - \frac{e^{-j\beta r_{ij}}}{r_{ij}} \right| \quad \text{in m}^{-1} \quad (28)$$

where

β is the angular wave number, $2\pi/\lambda$;

e base of natural logarithm; $e \cong 2,718$.

The propagation distances of the direct and ground-reflected waves, R_{ij} and r_{ij} , are given by:

$$R_{ij} = \sqrt{d^2 + (h_j - h_i)^2}$$

$$r_{ij} = \sqrt{d^2 + (h_j + h_i)^2} \quad (29)$$

where

d is the specified separation distance between the antennas, in m;

h_i, h_j are the heights of antenna i and antenna j .

Equations (26) and (27) have the same form as Equations (22) and (23), but differ by the inclusion of the $h_{i,j}$ and p parameters; Equations (26) and (27) are also given in C.3.2 as Equations (C.20) and (C.21). As mentioned in C.3.2, Equation (28) for $e_0(i, j | p)$ is based on the assumptions that the paired antennas have broad beamwidth radiation patterns, encompassing the direct and ground-reflected waves, and with nearly the same values of their respective AFs in the direction of specular reflection as those in their boresight directions [i.e. the condition described in 6.3.4 and given by Equation (C.23)]. The expanded form of Equation (28) is Equation (41) (see 7.4.1.2.1). Where the AF in the ground and boresight directions differ significantly, the rigorous expression for $e_0(i, j | p)$ given by Equation (C.22) (see C.3.2) should be used.

7.4 Equations for AF and measurement uncertainties using the TAM, SSM, and SAM

7.4.1 TAM

7.4.1.1 TAM at a free-space calibration site

7.4.1.1.1 SIL measurement basis

Antenna calibration employing the TAM requires three antennas (numbered as 1, 2, and 3) to form three antenna pairs, for which the SIL is measured. To determine the AF in the boresight direction, the paired antennas are arranged at a free-space calibration site, with their boresight directions precisely pointed to each other, as illustrated in Figure 9. A free-space environment can be created either by absorber lining, or with the antennas elevated at a large height above a metal ground plane. The antenna separation distance, d , shall be constant for all the antenna pairs. Using Equation (22), a set of three equations is obtained from the three measured values of the SIL (in dB), i.e. $A_i(2,1)$, $A_i(3,1)$, and $A_i(3,2)$:

$$\begin{aligned} A_i(2,1) &= F_a(1) + F_a(2) + K(2,1) \\ A_i(3,1) &= F_a(1) + F_a(3) + K(3,1) \quad \text{in dB} \\ A_i(3,2) &= F_a(2) + F_a(3) + K(3,2) \end{aligned} \quad (30)$$

$F_a(1)$, $F_a(2)$, and $F_a(3)$ are the AFs of the respective antennas in their boresight directions, in dB(m⁻¹). $K(i,j)$ is given by Equation (23).

In actual SIL measurements, antenna positioning and orientation may slightly change and differ from the specified conditions, therefore individual $K(i,j)$ shall be applied. From Equation (30), each AF can be determined from:

$$\begin{aligned} F_a(1) &= \frac{1}{2} [A_i(2,1) + A_i(3,1) - A_i(3,2) - K(2,1) - K(3,1) + K(3,2)] \\ F_a(2) &= \frac{1}{2} [A_i(2,1) - A_i(3,1) + A_i(3,2) - K(2,1) + K(3,1) - K(3,2)] \quad \text{in dB(m}^{-1}\text{)} \\ F_a(3) &= \frac{1}{2} [-A_i(2,1) + A_i(3,1) + A_i(3,2) + K(2,1) - K(3,1) - K(3,2)] \end{aligned} \quad (31)$$

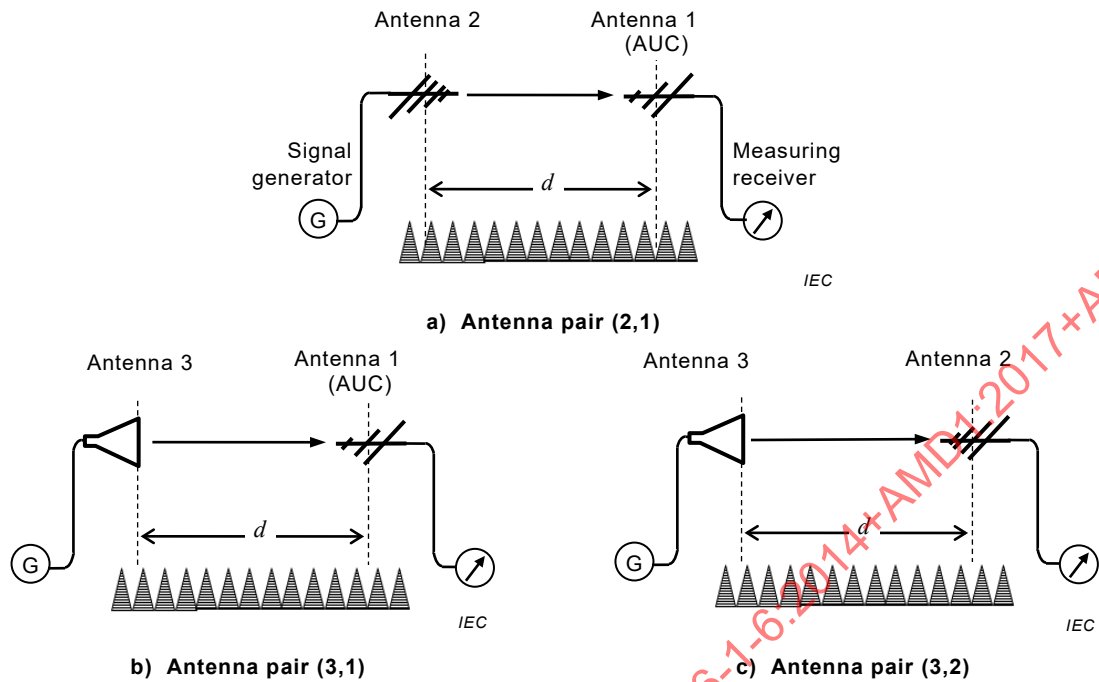


Figure 9 – Antenna set-up for the TAM at a free-space calibration site

7.4.1.1.2 Example uncertainty evaluation

The uncertainties that could result from inadequate information on the amplitude and phase of the radiation patterns, particularly for directive antennas, are avoided by using large heights, or absorber to minimize any reflection from the ground. Any residual reflection is included in an uncertainty term. This permits simpler equations to be used for antennas that illuminate the aperture of the opposing antenna with a uniform amplitude and phase distribution; see 3.1.2.4 CISPR 16-1-5.

Equation (31) involves a set of three equations, each of which can be expressed as:

$$F_a(i) = \frac{1}{2} [A_i(j,i) + A_i(k,i) - A_i(k,j) - K(j,i) - K(k,i) + K(k,j)] \quad \text{in dB(m}^{-1}\text{)} \quad (32)$$

Equation (32) yields a model equation for the uncertainty evaluation in the following form:

$$F_a(i) = \frac{1}{2} [A_i(j,i) + \delta A_i(j,i) + A_i(k,i) + \delta A_i(k,i) - A_i(k,j) - \delta A_i(k,j)] - \frac{1}{2} [K(j,i) + \delta K(j,i) + K(k,i) + \delta K(k,i) - K(k,j) - \delta K(k,j)] \quad \text{in dB(m}^{-1}\text{)} \quad (33)$$

where $\delta A_i(*,*)$ represents variation in the measured SIL caused by the deviations of the arrangement of the measuring instruments and facilities from the ideal ones, and $* = i, j, k$. The term $\delta K(*,*)$ represents changes in the coefficient $K(*,*)$ produced by the deviations of the antenna arrangement from the specified ones. Equation (33) yields the combined uncertainty as:

$$u_c^2[F_a(i)] = \frac{1}{4} \{u^2[A_i(i,j)] + u^2[A_i(k,j)] + u^2[A_i(k,i)]\} + \frac{1}{4} \{u^2[K(i,j)] + u^2[K(k,j)] + u^2[K(k,i)]\} \quad (34)$$

If the SIL measurement results $A_i(i,j)$, $A_i(k,j)$ and $A_i(k,i)$ each have the same associated standard uncertainty $u(A_i)$, and if the antenna set-ups are such that the same uncertainty $u(K)$ can be associated with $K(i,j)$, $K(k,j)$ and $K(k,i)$, then:

$$u_c^2[F_a(i)] = c_A^2 u^2(A_i) + c_K^2 u^2(K), \quad i = 1, 2, 3 \quad (35)$$

The coefficients c_A and c_K are the products of the sensitivity (i.e. 1/2) and the weighting (i.e. $\sqrt{3}$):

$$c_A = c_K = \frac{\sqrt{3}}{2} = 0,866 \quad (36)$$

The effects of the uncertainty sources described in the following paragraphs should be evaluated in terms of the SIL value, where Equation (36) shall apply as the sensitivity and weighting coefficient to calculate the combined standard uncertainty [25]. However, some sources can be evaluated in terms of the antenna factor. In this case, a sensitivity coefficient of unity shall apply, instead of Equation (36), as shown in Table 12 (see 9.3.3) for near-field effects.

For the combined standard uncertainty $u_c[F_a(i)]$ of Equation (35), the SIL measurement uncertainty $u(A_i)$ shall be evaluated for the uncertainty sources using:

$$u^2(A_i) = u_{\text{instr}}^2(A_i) + u_{\text{mismatch}}^2(A_i) + u_{\text{site}}^2(A_i), \quad i = 1, 2, 3 \quad (37)$$

where the standard uncertainty components are attributed to:

$u_{\text{instr}}(A_i)$	common uncertainty component attributed to measuring equipment and cables (see Table 7, 7.2.3);
$u_{\text{mismatch}}(A_i)$	antenna mismatch effects;
$u_{\text{site}}(A_i)$	unwanted effects of site imperfection and antenna masts.

The uncertainty $u(K)$ of Equation (35) shall be evaluated referring to a rigorous expression for $K(i,j)$ given by Equations (C.16) and (C.17) (see C.3.1). At minimum, the following uncertainty contributions in antenna positioning shall be involved in $u(K)$:

$$u^2(K) = u_{\text{dist}}^2(K) + u_{\text{angle}}^2(K) + u_{\text{pc}}^2(K) + u_{\text{pol}}^2(K) + u_{\text{near}}^2(A_i), \quad i = 1, 2, 3 \quad (38)$$

where the involved standard uncertainty components are related to:

$u_{\text{dist}}(K)$	separation distance (subscript “dist”) uncertainty, d ;
$u_{\text{angle}}(K)$	antenna orientation uncertainties, $\Phi(i)/\Phi(i \theta)$ and $\Phi(j)/\Phi(j \xi)$ (ratios of boresight AF to off-boresight AF; see C.3.1);
$u_{\text{pc}}(K)$	distance uncertainties in d due to the phase centres (subscript “pc”) of the antennas, that may be reduced by correction described in 7.5;
$u_{\text{pol}}(K)$	polarization (subscript “pol”) mismatch uncertainty;
$u_{\text{near}}(A_i)$	near-field effects and antenna mutual coupling, described in Annex C.

Some of the above uncertainties can be ignored depending on the antenna type and antenna set-up. Uncertainty related to the frequency setting is usually negligible.

7.4.1.2 TAM at a metal ground-plane site

7.4.1.2.1 Site insertion loss measurement

Antenna calibration using the TAM requires three antennas (numbered as 1, 2, and 3) to form three antenna pairs, for which the SIL is measured with the antennas positioned above a metal ground plane. In general, the ground plane influences the electrical characteristics of any antenna, such that the AF varies with antenna height. Therefore, each of the three

antennas shall be positioned at a specific height during the SIL measurements, as illustrated in Figure 10.

Based on Equation (26) (see 7.3.3), the height-dependent AF of each horizontally-polarized antenna can be determined from measured values of the SIL (in dB), i.e. $A_i(2,1)$, $A_i(3,1)$, and $A_i(3,2)$.

$$\begin{aligned} F_a(1|h_1, H) &= \frac{1}{2} [A_i(2,1) + A_i(3,1) - A_i(3,2) - K(2,1|H) - K(3,1|H) + K(3,2|H)] \\ F_a(2|h_2, H) &= \frac{1}{2} [A_i(2,1) - A_i(3,1) + A_i(3,2) - K(2,1|H) + K(3,1|H) - K(3,2|H)] \quad \text{in dB(m}^{-1}\text{)} \\ F_a(3|h_3, H) &= \frac{1}{2} [-A_i(2,1) + A_i(3,1) + A_i(3,2) + K(2,1|H) - K(3,1|H) - K(3,2|H)] \end{aligned} \quad (39)$$

where

$$K(i,j|H) = 20 \lg \left(\frac{39,8}{f_{\text{MHz}}} \right) - 20 \lg [e_0(i,j|H)] \quad \text{in dB(m}^2\text{)} \quad (40)$$

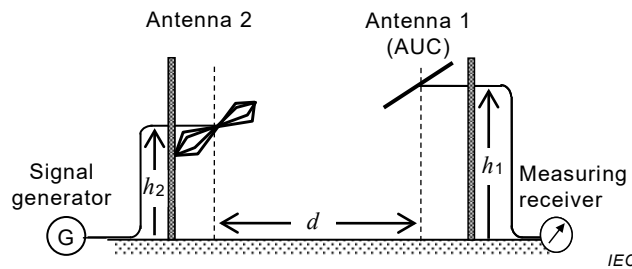
for $(i,j) = (2,1)$, $(3,1)$ or $(3,2)$. The field strength parameter $e_0(i,j|H)$ is calculated from a simplified expression of Equation (28) (see 7.3.3) as

$$e_0(i,j|H) = \left| \frac{e^{-j\beta R_{ij}}}{R_{ij}} - \frac{e^{-j\beta r_{ij}}}{r_{ij}} \right| = \frac{\sqrt{1 + (R_{ij}/r_{ij})^2 - 2(R_{ij}/r_{ij}) \cos[2\pi f_{\text{MHz}}(r_{ij} - R_{ij})/300]}}{R_{ij}} \quad \text{in m}^{-1} \quad (41)$$

with distances R_{ij} and r_{ij} defined by Equation (29) (see 7.3.3).

NOTE The three antennas may have different phase centres, for example when different models of LPDA antennas are calibrated together. In that case, the R_{ij} and r_{ij} will be different for each antenna pair, affecting the values of $K(i,j|H)$ in Equation (40).

The AUC is placed at height h_1 for which $F_a(h_1)$ is required. Antenna 2 and Antenna 3 are placed at the same height ($h_2 = h_3$), chosen so that a null is not produced [i.e. see Table B.1 and Table B.2 (B.4.2.1), and Table B.7 (B.5.2)]. The signal level shall not decrease by more than 6 dB below the signal maximum in the full height scan (see the definition of null in 3.1.1.19). The antenna geometry and frequency at which the null field occurs can be predicted using Equation (41). The separation d shall be sufficient, e.g. $d = 10$ m, such that the condition for radiation patterns in the last paragraph of 7.3.3 is met.



a) Antenna pair (2,1)

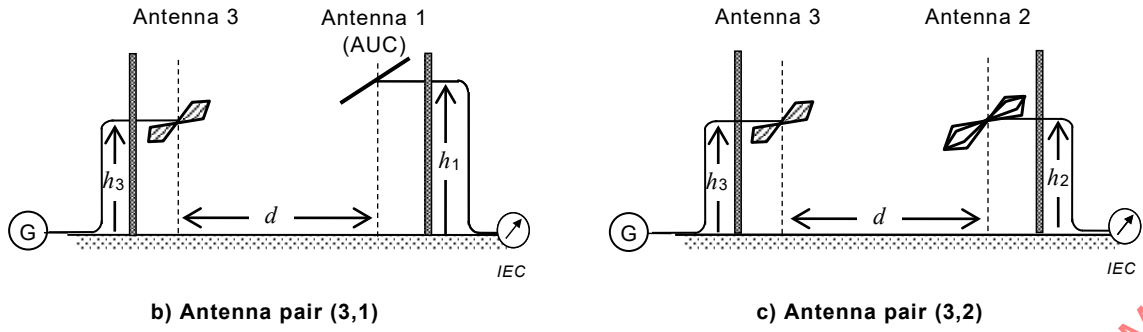


Figure 10 – Antenna set-up for the TAM at a calibration site with a metal ground plane

7.4.1.2.2 Uncertainty evaluation

Antenna calibration by the TAM at a calibration site with a metal ground plane requires three SIL measurements for different antenna set-ups depending on the antenna pair, as illustrated in Figure 10. Similarly to 7.4.1.1.2, if the SIL measurements of $A_i(2,1)$, $A_i(3,1)$, and $A_i(3,2)$ each have the same associated uncertainty $u(A_i)$, the combined standard uncertainty of the measured AF can be evaluated from the following equation:

$$u_c^2[F_a(i | h_i, H)] = c_A^2 u^2(A_i) + c_K^2 u^2[K(2,1|H)] + c_K^2 u^2[K(3,1|H)] + c_K^2 u^2[K(3,2|H)] \quad (42)$$

for $i = 1, 2$, and 3 , where the coefficient c_A is the product of the sensitivity (i.e. $1/2$) and the weighting (i.e. $\sqrt{3}$), and c_K is the sensitivity factor for K :

$$c_A = \frac{\sqrt{3}}{2} = 0,866 \quad \text{and} \quad c_K = \frac{1}{2} \quad (43)$$

The effects of the uncertainty sources described in the list below in this subclause should be evaluated in terms of the SIL value, where Equation (43) shall be applied as the sensitivity and weighting coefficient to calculate the combined standard uncertainty [25]. However, some sources can be evaluated in terms of the antenna factor; in this case, a sensitivity coefficient of unity shall apply instead of Equation (43), as shown in Table B.5 (see B.4.3.1) for near-field effects.

For the combined standard uncertainty $u_c[F_a(i | h_i, H)]$ of Equation (42), the SIL measurement uncertainty $u(A_i)$ shall be evaluated for the uncertainty sources as described for Equation (37).

Because the antenna set-ups for each of the three SIL measurements may differ, as shown in Figure 10, the uncertainty component $u[K(i,j|H)]$ in Equation (42) shall be evaluated for each antenna set-up using the rigorous expression for $K(i,j|H)$ given by Equations (C.21) and (C.22). At a minimum, the following uncertainties in antenna positioning shall be considered for $u[K(i,j|H)]$:

- separation distance uncertainty in d ;
- antenna height uncertainties in h_i and h_j ;
- variation in the AF for the boresight and the direct wave, $\Phi(i | h_i, H)/\Phi(i | \theta_R, h_i, H)$ and $\Phi(j | h_j, H)/\Phi(j | \xi_R, h_j, H)$ (ratios of boresight AF to off-boresight AF; see C.3.2);
- variation in the AF for the direct wave (distance R) and ground-reflected (distance r) wave, $\Phi(i | \theta_R, h_i, H)/\Phi(i | \theta_r, h_i, H)$ and $\Phi(j | \xi_R, h_j, H)/\Phi(j | \xi_r, h_j, H)$ (ratios of boresight (direct) AF to off-boresight (reflected) AF; see C.3.2);
- distance uncertainties in d due to the phase centres of the antennas, that may be reduced by a correction described in 7.5;

- f) polarization mismatch uncertainty;
- g) near-field effects and antenna mutual coupling, described in Annex C;
- h) unwanted effects of site imperfection and antenna mast.

The other symbols are defined in C.3. Accurate evaluation of the uncertainties listed above may be made by computer simulation for the actual antenna set-ups, or by using spreadsheet calculations for Equations (C.21) and (C.22).

Some of the above uncertainties can be neglected, depending on the antenna type and antenna set-up. Frequency is usually set very precisely, consequently the uncertainty related to frequency is negligible; see 7.4.3.2.

7.4.2 SSM

7.4.2.1 Site attenuation measurement

Antenna calibration employing the standard site method (SSM) in the frequency range from 30 MHz to 1 000 MHz, with the set-up shown in Figure 11, is very similar to the TAM performed at a metal ground plane (i.e. 7.4.1.2), except that the receive antenna is scanned in height. The antenna separation ensures that the antennas are in far-field conditions, and the antenna radiation patterns meet the condition in the last paragraph of 7.3.3.

The relevant parameters for choosing the appropriate height for the fixed-height and height-scanned antennas are mutual coupling with ground image, radiation pattern, and polarization (see 8.4.2 for a specific antenna set-up geometry). The measured SA, $A_s(i,j)$ in dB, is the minimum value of the SIL recorded during the height scan of the receive antenna. Based on the assumptions described in C.3.3, the antenna factor determined by the SSM is considered to be an estimate of the antenna factor as would be obtained in a free-space environment.

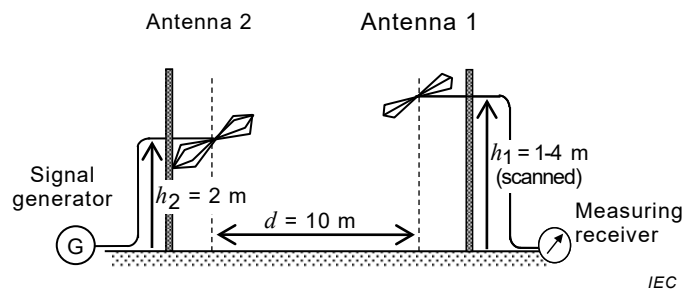
Similarly to as described in 7.4.1.2.1, the AF is determined from SA measurement results using:

$$\begin{aligned} F_a(1) &= \frac{1}{2} [A_s(2,1) + A_s(3,1) - A_s(3,2) - K_{SSM}] \\ F_a(2) &= \frac{1}{2} [A_s(2,1) - A_s(3,1) + A_s(3,2) - K_{SSM}] \quad \text{in dB(m}^{-1}\text{)} \\ F_a(3) &= \frac{1}{2} [-A_s(2,1) + A_s(3,1) + A_s(3,2) - K_{SSM}] \end{aligned} \quad (44)$$

where

$$K_{SSM} = 20 \lg \left(\frac{39,8}{f_{\text{MHz}}} \right) - 20 \lg [e_0(i,j|H)]_{\text{max}} \quad \text{in dB(m}^2\text{)} \quad (45)$$

The symbol $e_0(i,j|H)]_{\text{max}}$ denotes the maximum value of the field strength given by Equation (41), as observed for each frequency over the receive antenna height scan.



(a) Antenna pair (2,1)

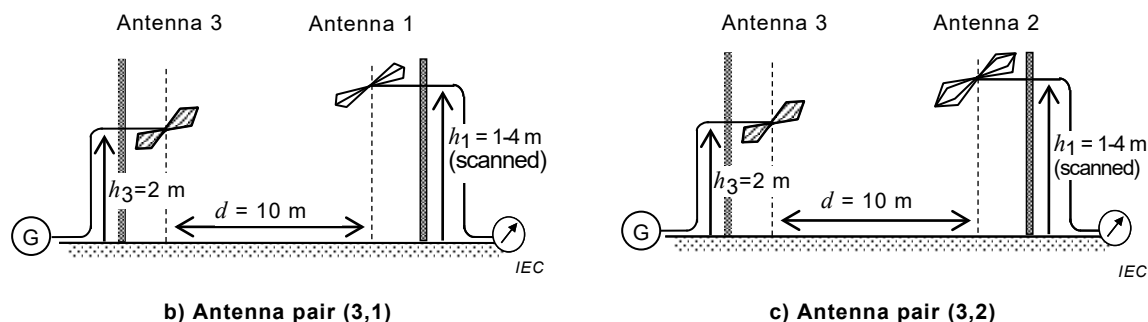


Figure 11 – Antenna set-up for the SSM

7.4.2.2 Uncertainty evaluation

The SSM is based on assumptions that the antennas involved in SA measurements are infinitesimal dipole antennas [62], with uniform radiation patterns in the H-plane, and that the AFs are constant in magnitude during the antenna height scan; see the discussion in C.3.3. These assumptions are generally not appropriate for EMC antennas that can have height-dependent AF and a non-uniform H-plane pattern. There will be additional uncertainty in the case that three biconical antennas with different balun types are used in the calibration. Therefore, the AF determined by the SSM, when considered as a free-space AF, may have a higher uncertainty than the AF measured in a free-space environment (see also A.5).

Similarly as for the TAM described in 7.4.1.1.2, the combined standard uncertainty of the measured AF can be evaluated using:

$$u_c^2[F_a(i)] = c_s^2 u^2(A_s) + c_K^2 u^2(K_{SSM}) \quad (46)$$

for $i = 1, 2$ and 3 , where the coefficients c_s and c_K are the products of the sensitivity (i.e. $1/2$) and the weighting (i.e. $\sqrt{3}$):

$$c_s = c_K = \frac{\sqrt{3}}{2} = 0,866 \quad (47)$$

The effects of the uncertainty sources described in the list below in this subclause should be evaluated in terms of the SA value, where Equation (47) shall be applied as the sensitivity coefficient to calculate the combined standard uncertainty [21], [25]. However, some sources can be evaluated in terms of the antenna factor; in this case, a sensitivity coefficient of unity shall be applied instead of Equation (47).

For the combined standard uncertainty $u_c[F_a(i)]$ of Equation (46), the SA measurement uncertainty $u(A_s)$ shall be evaluated for the uncertainty sources described for Equation (37).

For evaluation of the uncertainty $u(K_{SSM})$ in Equation (46), the uncertainties in antenna positioning listed in a) to e) shall be evaluated. In addition, the uncertainties related to the assumptions essential for the SSM listed in f) to k) shall be evaluated for $u(K_{SSM})$.

- a) separation distance error in d ;
- b) antenna height uncertainties in h_i ;
- c) antenna orientation uncertainties;
- d) distance uncertainties in d , attributed to uncertainties in the phase centres of the antennas, that may be reduced by a correction described in 7.5;
- e) polarization mismatch uncertainty;
- f) antenna factor height variation;

- g) nonuniformity in the radiation pattern in the H-plane; differences between the polarization-dependent directivities for the measurement antennas and an infinitesimal dipole; because reduced directivity can only reduce the measured SA, the calculated AF will be overestimated, therefore the uncertainty should only be applied as a reduction in AF, not as a $\pm$ factor;
- h) near-field effects and antenna mutual coupling, described in Annex C; antenna-antenna mutual coupling, especially in the case of resonant dipoles below 60 MHz; antenna mutual coupling with ground, giving AF variations versus height;
- i) unwanted effects of site imperfection and antenna masts;
- j) effects of the balun impedance, Z_0' ; Z_0' is described in C.2.1 and shown in Figure C.1;
- k) applicability of the correction factors and deviation of corrections from the generic correction factors in Table C.2 (see C.6.2).

Some of the above uncertainties can be ignored depending on the antenna type and antenna set-up. Uncertainty related to the frequency setting is usually negligible.

The uncertainties described in the list above are mutually dependent, and computer simulation is highly useful to evaluate the standard uncertainty associated with an estimate of K_{SSM} . Such a simulation necessitates the development and use of an appropriate measurement model relating K_{SSM} to the uncertainty quantities upon which it depends. Further, these quantities have to be characterized by probability distributions, from which random draws are made as the basis of the simulation.

For example, computer simulation concludes that for biconical antenna calibration, antenna factor height variation and near-field effects yield differences from F_a as much as 0,49 dB [21]. This conclusion is confirmed by the measurement results of one model of biconical antenna shown in Figure A.2 and Figure A.3 (see A.5).

Consequently, correction factors to use for biconical antennas have been specified in 8.4.3. To consider AF measured by the SSM as a free-space AF, an adjustment should be made to the standard uncertainty associated with AF measured by the SSM. This standard uncertainty should be augmented in quadrature with a standard uncertainty associated with approximating AF measured by the SSM as a free-space AF; see A.5 for the recommended adjustments.

7.4.3 SAM

7.4.3.1 Comparison between measured SIL results

The SAM requires a set of STAs having the AF accurately determined as a function of frequency. In addition, for the SAM performed at a metal ground-plane site, the STA antenna factor has to be precisely evaluated over the antenna height range that is used in the antenna calibration. The antenna set-up conditions for the TAM also apply to the SAM; see 7.4.1.1 for the set-up at a free-space site, and 7.4.1.2 for the set-up at a metal ground-plane site. The transmit antenna height h_2 in Figure 12 shall be chosen to avoid a null.

The output voltage V_{AUC} in dB(μ V) shall be measured for an AUC as arranged in Figure 12 a). Replacing the AUC with the STA at the same position h_1 , the output voltage V_{STA} in dB(μ V) shall be measured with the set-up as illustrated in Figure 12 b). The frequency and output level of the signal generator shall be kept constant during the measurements of $V_{AUC}(h_1)$ and $V_{STA}(h_1)$. From these measurements, the field strength incident on the AUC, $E(h_1)$ in dB(μ V/m), can be estimated from:

$$E(h_1) = V_{STA}(h_1) + F_a(STA | h_1, p) + a_C \text{ in dB}(\mu\text{V/m}) \quad (48)$$

where

$F_a(STA | h_1, p)$ is the AF of the STA in dB(m^{-1}) and

a_C is the loss of the connected cable in dB.

The height-dependent AF of the AUC, $F_a(\text{AUC}|h_1, p)$, is obtained as a function of the receive antenna height h_1 using the equation:

$$F_a(\text{AUC}|h_1, p) = E(h_1) - [V_{\text{AUC}}(h_1) + a_C] = F_a(\text{STA}|h_1, p) + [V_{\text{STA}}(h_1) - V_{\text{AUC}}(h_1)] \text{ in dB(m}^{-1}\text{)} \quad (49)$$

The STA shall have mechanical dimensions very similar to the AUC, therefore similar radiation patterns, as explained in 8.3.3. The SAM assumes similarity of the directivity-dependent AFs between the AUC and STA, that is:

$$F_a(\text{AUC}|\xi_R, h_1, p) - F_a(\text{STA}|\xi_R, h_1, p) = F_a(\text{AUC}|\xi_r, h_1, p) - F_a(\text{STA}|\xi_r, h_1, p) \quad (50)$$

The variables ξ_R and ξ_r (see Figure 12) are the incidence angles of the direct and reflected rays, respectively, relative to the boresight direction of the receive antenna.

When an antenna is horizontally polarized above a metal ground plane, its AF varies in magnitude with antenna height, especially for biconical, hybrid and dipole antennas in the frequency range below 300 MHz, as explained in C.6. Hence, to obtain the free-space AF, F_a , the antenna set-up shall be carefully chosen to reduce the effects of the ground plane below the desired level, either by using vertical polarization, or by placing the antennas sufficiently high above a ground plane. The F_a of an AUC can be obtained using Equation (51), where h_1 is the height at which the ground plane has negligible effect.

$$F_a(\text{AUC}) = F_a(\text{STA}) + [V_{\text{STA}}(h_1) - V_{\text{AUC}}(h_1)] \text{ in dB(m}^{-1}\text{)} \quad (51)$$

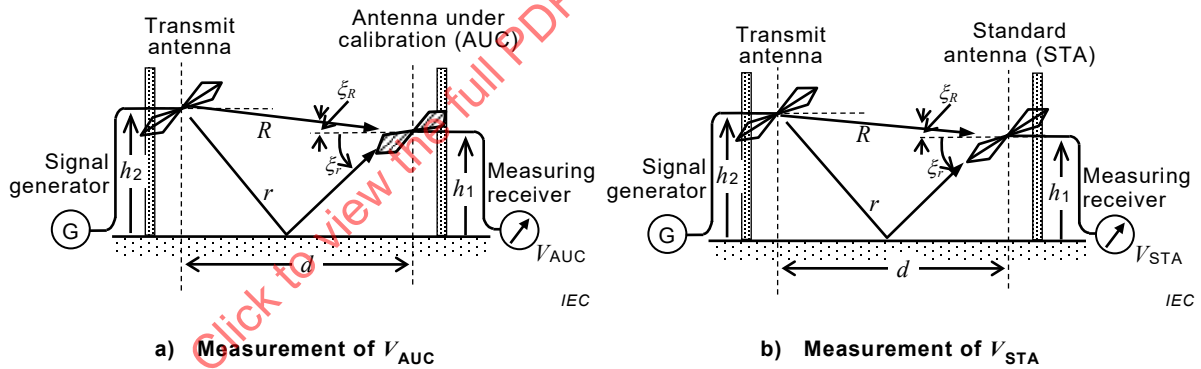


Figure 12 – Antenna set-up for the SAM at a calibration site with a metal ground plane

7.4.3.2 Uncertainty evaluation

From Equation (51), the combined standard uncertainty of the measured AF can be evaluated from:

$$u_c^2[F_a(\text{AUC})] = c_F^2 u^2[F_a(\text{STA})] + c_V^2 u^2[V_{\text{STA}}(h_1) - V_{\text{AUC}}(h_1)] \quad (52)$$

with the sensitivity coefficients

$$c_F = c_V = 1 \quad (53)$$

The effects of the uncertainty sources described in the list below in this subclause should be evaluated in terms of the SIL value or the received voltage, where Equation (53) shall apply

as the sensitivity coefficient to calculate the combined standard uncertainty [25]. However, some sources can be evaluated in terms of the antenna factor; even in this case, a sensitivity coefficient of unity shall apply.

In Equation (52), the standard uncertainty $u[F_a(\text{STA})]$ shall be evaluated from the uncertainty associated with calibration of the STA. In addition, the uncertainty contributions in items a) to d) shall be evaluated relating to applicability of $F_a(\text{STA})$ that is affected by differences between the STA set-ups in its calibration and those in AUC calibration [illustrated in Figure 12 b)]. Where a calibrated VNA is used in the measurements (see 7.2.3), the standard uncertainty $u[V_{\text{STA}}(h_1) - V_{\text{AUC}}(h_1)]$ shall be evaluated for the voltage difference measurements taking into account the uncertainty components described in Table 7 (see 7.2.3). In addition, the uncertainty contributions in items e) to l) shall be evaluated. If the STA has mechanical structures and dimensions very similar to the AUC, then contributions from items j) and l) will be minimal because the SAM is a substitution method. Uncertainty related to the frequency setting of the instrumentation is negligible for modern instruments whose frequency accuracy is better than one part in 10^6 .

- a) Orientation of the STA;
- b) polarization mismatch of the STA;
- c) unwanted effects of site imperfection and antenna masts on the STA;
- d) near-field effects and antenna mutual coupling, described in Annex C;
- e) impedance mismatch of the AUC and STA;
- f) orientation of the AUC;
- g) polarization mismatch of the AUC;
- h) difference in the distance, d , between the STA and AUC;
- i) difference in the height, h , between the STA and AUC;
- j) difference between the distance of the STA phase centre position from its reference position and that of the AUC; this difference is minimized by ensuring that the STA and AUC have similar dimensions (see 8.3.3);
- k) difference in unwanted effects of site imperfection and antenna masts in the STA and AUC measurements; when the AUC and the STA have similar mechanical dimensions and directional properties, this contribution is minimized;
- l) difference in coupling between AUC-to-ground plane versus STA-to-ground plane, and difference in coupling between AUC-to-transmit antenna versus STA-to-transmit antenna.

7.5 Parameters for specifying antenna phase centre and position

7.5.1 General

The TAM, SAM, and SSM are based on SIL measurements at a calibration site, with the basic test set-ups as shown in Figure 7 and Figure 8 (see 7.2.2). For set-ups based on the geometry of Figure 8, the antenna height, h , is defined as the height of the reference position (see 7.5.2.1) of the antenna above the ground plane. The quantity d is defined as the separation distance of the reference points of the two antennas when they are aligned along each other's axes. When the antennas are above a ground plane, possibly at different heights, d is the distance between the antennas as projected on the ground plane.

To achieve more accurate calibration of LPDA antennas, the separation distance d should be evaluated taking into account the phase centre positions, as explained in 7.5.2. If the phase centre position is not taken into account in the calculation of AF, an appropriate uncertainty shall be included in the uncertainty estimate of AF.

NOTE 1 When the antenna is covered by a radome that cannot be removed to determine dipole element lengths and positions, the location of the elements is determined using information supplied by the manufacturer; see also NOTE 2 in 7.5.2.2.

NOTE 2 In a radiated disturbance measurement, where AF is related to the mid-point of an LPDA antenna, a correction can be applied to the measured field strength to give the field strength at the required separation from the EUT; see A.6.2. If the correction is not applied, for an LPDA antenna of length approximately 0,6 m for example, at $d = 10$ m, the uncertainty is up to +0,3 dB with a maximum at 200 MHz, and up to –0,3 dB with a maximum at 1 000 MHz. At $d = 3$ m, the maximum uncertainty is approximately ± 1 dB.

For horn antennas, the separation distance d shall be measured between the plane that includes the front-most surface of the aperture of each antenna, and that is orthogonal to the line between the antennas. To achieve more accurate calibration of horn antennas, the separation d should be evaluated taking into account the phase centre positions, as described in 7.5.3.

7.5.2 Reference position and phase centres of LPDA and hybrid antennas

7.5.2.1 Reference position

For LPDA and hybrid antennas, the separation d shall be measured from the manufacturer's indicator mark on the antenna. In the absence of a mark, the mid-point between the shortest and longest dipole elements shall be used as the reference position.

NOTE For hybrid antennas, the longest element is the biconical (or bowtie) element. Where the entire operating range of the antenna is not being used, uncertainties related to uncorrected phase centres can be reduced by taking the mid-point between the dipoles whose lengths are closest to $0,9 \times \lambda/2$ at the upper and lower ends of the frequency range being measured.

7.5.2.2 Phase centres

Linear interpolation is used to estimate the phase centre position for frequencies between the resonant frequencies of the dipole elements at the upper and lower ends of the operating frequency range. To reduce uncertainty in the determination of F_a , the antenna separation, d , in the equations employed in the TAM (i.e. described in 7.4.1.1 and 7.4.1.2) may be replaced with the distance between the resonant elements, d_{phase} , given by:

$$d_{\text{phase}} = d + (d_{1f} - d_{1P}) + (d_{2f} - d_{2P}) \quad (54)$$

This discussion is in terms of the parameters for antenna 1 (shown at left in Figure 13); an equivalent analysis shall be applied for antenna 2 in terms of its parameters P2, d_{2f} , and d_{2P} . Other relevant parameters are shown in Figure 13. P1 is the manufacturer's mark, or the centre of each antenna, d_{1P} is the distance from the tip of antenna 1 to P1, and d_{1f} is the distance from the tip of antenna 1 to the phase centre position at frequency f .


$$d_{1f} = \frac{(l_f - l_{\min})(d_{\max} - d_{\min})}{l_{\max} - l_{\min}} + d_{\min} \quad (55)$$

l_f is the length of the dipole element that is nominally resonant at frequency f in MHz, and is equal to $(0,9 \times 150 / f)$ in m, where 0,9 is a correction factor for the effective phase centre position [20];

$l_{\min}$ and $l_{\max}$ are lengths of the dipoles having minimum and maximum lengths (i.e. the dipoles are resonant at approximately the upper and lower operating frequencies, respectively);

$d_{\min}$ and $d_{\max}$ are the distances from the minimum and maximum length dipoles to the antenna tip, respectively.

NOTE 1 The phase centre of LPDA antennas moves only approximately linearly with the inverse of the frequency, i.e. $1/f$. Linear interpolation is an approximation within 50 mm around 200 MHz, reducing to 15 mm around 1 GHz. A more accurate value for the phase centre is found by method of moments modelling, or by measuring the radiation by rotating the antenna in azimuth and adjusting the centre of rotation of the antenna until the phase angle measured by a VNA does not vary over the azimuth angular range encompassing the mainlobe of the antenna.

NOTE 2 Equation (55) is simplified to the following expression by assuming that the physical tip of the LPDA antenna coincides with the projected apex of a triangle.

$$d_{1f} = \frac{l_f}{l_{\max}} d_{\max}$$

In practice, the tip and the apex usually differ by a few centimetres, and the effect of this difference (typically less than 0,15 dB) is included in the measurement uncertainty budget.

An alternative simplified formula based on the antenna length and the frequency range is given by Equation (56). This is particularly applicable where the LPDA dipole elements are inaccessible inside a radome for which the element lengths required by Equation (55) cannot

be measured. In general radomes are used above 1 GHz, implying a short antenna and therefore limiting the uncertainty in the estimated location of the elements.

$$d_{1f \text{ radome}} = \frac{f_{\max}^{-1} - f^{-1}}{f_{\max}^{-1} - f_{\min}^{-1}} d_{\text{LPDA}} \quad (56)$$

where

$f_{\max}, f_{\min}$ are the maximum and minimum design frequencies of the antenna;

f is the frequency at which the correction is required;

d_{LPDA} is the estimated length of the active portion of the LPDA from $f_{\min}$ to $f_{\max}$.

For a range of d in m, the uncertainty in the SIL is $20\lg[(d + \Delta d)/d]$ where Δd is the estimated uncertainty in element position.

Historically, most LPDA antennas used in EMC testing have had the envelope of the dipole element lengths following a linear taper, but some hybrid antennas have a curved taper towards the tip, as illustrated in Figure 14 a), to improve antenna gain. For an LPDA antenna with the envelope of the element lengths following a curved taper, the method using Equations (54) and (55) produces significant uncertainties in the calculated phase centre position. To reduce the uncertainty, the phase centre position should be calculated using two separate taper segments. For this approach, a demarcation element is designated, which is the element positioned at a change in the taper slope of the antenna lengths. The portion between the tip of the antenna and the demarcation element is designated as segment A [see Figure 14 b)], and the portion from the demarcation element to the longest element is segment B [see Figure 14 c)].

The resonant frequency, f_d , based on the length of the demarcation element, l_d , is calculated using the equation:

$$f_d = \frac{0,9 \times 150}{l_d} \text{ in MHz} \quad (57)$$

The phase centre positions for frequencies higher than f_d lie in segment A, and frequencies lower than f_d lie in segment B. The values of $l_{\min}$, $l_{\max}$, $d_{\min}$ and $d_{\max}$ are then chosen based on the longest and shortest elements in the respective segments, as shown in Figure 14 b) and Figure 14 c). Equation (55) is used to calculate the phase centre positions for segments A and B, using the length parameters as defined in Table 8.

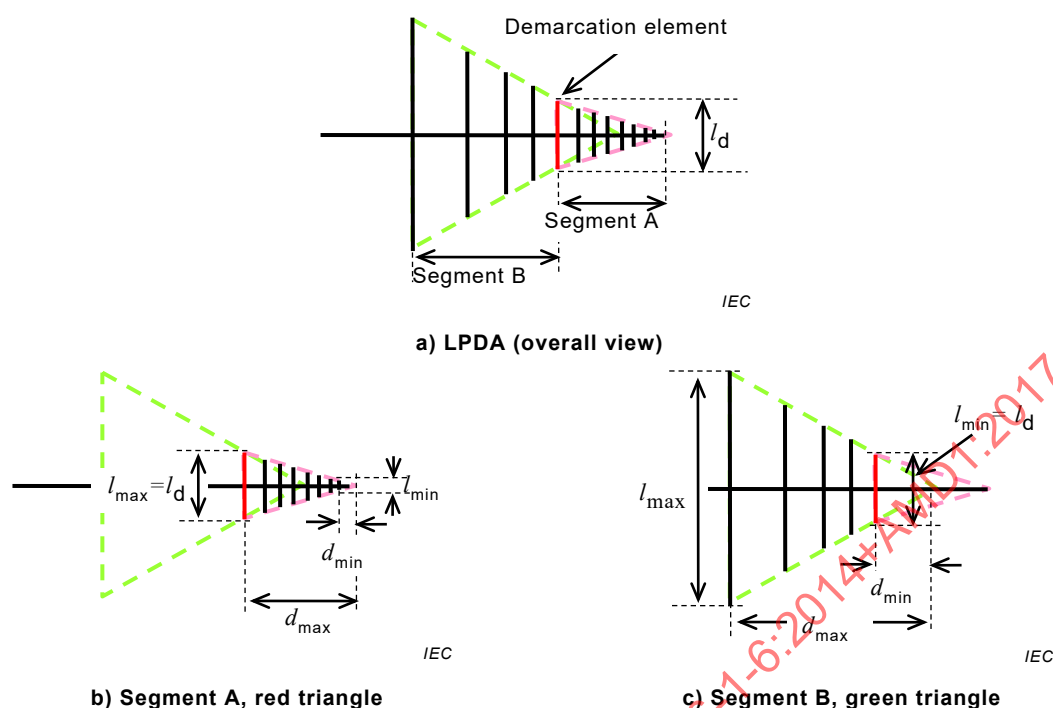


Figure 14 – LPDA antenna with a tapered curved geometry

Table 8 – Parameters used to determine phase centres of segments A and B

Segment A	
$l_{\min}$	Length of the dipole having minimum length
$l_{\max}$	Length of the demarcation dipole element
$d_{\min}$	Distance from the minimum length dipole to the antenna tip
$d_{\max}$	Distance from the demarcation dipole element to the antenna tip
Segment B	
$l_{\min}$	Length of the demarcation dipole element
$l_{\max}$	Length of the dipole having maximum length
$d_{\min}$	Distance from the demarcation dipole element to the antenna tip
$d_{\max}$	Distance from the maximum length dipole to the antenna tip

7.5.3 Phase centres of horn antennas

7.5.3.1 General

The AF of horn antennas is measured using a separation distance, d , as small as 1 m, between the front faces (apertures) of a pair of antennas. To accurately measure F_a , a larger separation is needed, giving a better plane wave condition (see 9.5). The uncertainty of F_a should be evaluated taking into account the separation distance and the phase centre positions. A formula to calculate the phase centre position for rectangular pyramidal standard gain horn antennas, for the parameters and geometry shown in Figure 15, is given in [49].

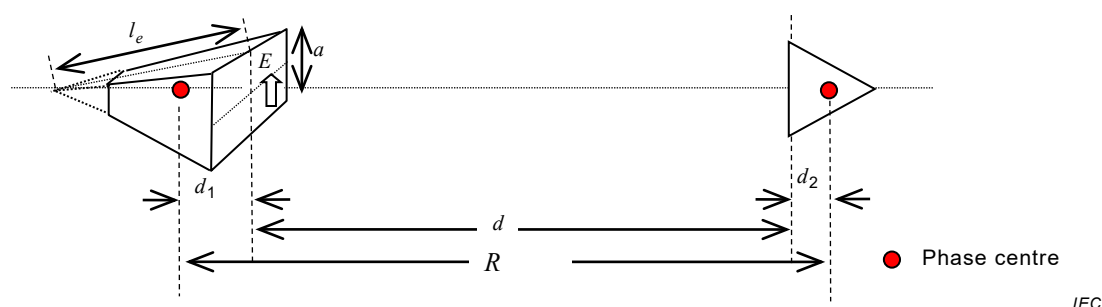


Figure 15 – Separation distance with respect to the phase centre of horn antennas (see [49] for details)

7.5.3.2 Experimental approach for phase centres of DRH antennas

Whereas the phase centres of standard gain horn antennas described in 7.5.3.1 are calculable, for double-ridged horn (DRH) antennas it is not as straightforward. The advantage of using DRH antennas is their operating bandwidth from 1 GHz to 18 GHz being much larger than that of standard gain horns. DRH antennas have a variety of structures that make their phase centre positions more variable.

An experimental approach, as described in this subclause, has been shown to provide a good approximation to phase centre position. This method applies to two identical antennas, because the combined phase centre is found, then halved to give the single antenna result. Antenna manufacturers are requested to specify the phase centre positions of their horn antennas.

NOTE 1 Computational simulation, requiring detailed information on each antenna structure, has been used to predict the phase centre location as determined from the phase pattern as reported in [30], but this approach is exploratory.

The received power is measured using the method described in 5.2.2 of CISPR 16-1-5:2014. The ratio $P(d)$, of the transmitted power, P_1 , to the received power, $P_2(d)$, as a function of antenna separation, d , is recorded. The antenna separation is measured between the apertures of a pair of DRH antennas of the same dimensions. The resulting data are normalized using the following steps, in terms of the parameters shown in Figure 16. The distance correction, d_x , is a useful measure of the phase centre of the antenna.

- Multiply the measured power ratios by the square of the sum of the separation distance and a distance correction term, d_x ; i.e. $P(d) \times R^2$, where $R = (d + d_x)$ in m, and d_x is an estimate of the phase centre distance.
- Calculate the square root of this quantity at each distance.

NOTE 2 If the estimate d_x is equal to the true phase centre distance d_1 shown in Figure 16, then the value of the square root becomes constant, regardless of the separation distance d , as is implied by Equation (58).

- Minimize the variation in this quantity from a straight line, using a least-squares process, by adjusting the distance correction, d_x .

$$\sqrt{P(d)R^2} = \sqrt{\frac{P_2(d)}{P_1}} R = \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right) \sqrt{g_a(1)g_a(2)} = \text{constant} \quad (58)$$

where

P_1 and $P_2(d)$	are the transmitted power and received power at a separation distance d ;
$g_a(1)$ and $g_a(2)$	are the realized gains (see C.2.1) of the transmit and receive antennas, respectively;

λ is the wavelength in m.

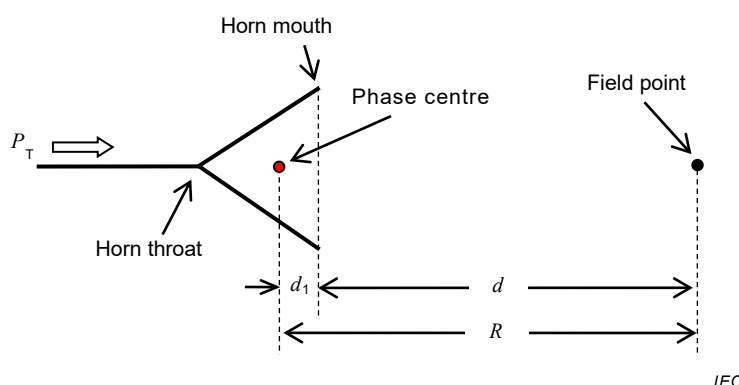


Figure 16 – Schematic of a DRH showing relative locations of field point and phase centre of the DRH

8 Details for TAM, SAM, and SSM calibration methods for frequencies of 30 MHz and above

8.1 General

The basic principles of the TAM, SAM and SSM are given in 4.3 and Clause 7, which mainly deal with the essential equations for AF. The instructions in 7.2 on the measurement of SIL and SA are the basis for measurement procedures in Clauses 8 and 9. Other general and specific details on these methods are given in Clause 8, and specific details on measurements of particular antenna types are given in Clause 9. A model equation, on which a measurement uncertainty budget is based, is derived in 7.4.1.1.2 and is an example of the procedure to be followed for other measurement uncertainty budgets in Clauses 8 and 9.

8.2 Considerations for F_a calibrations using TAM

8.2.1 General considerations

The measuring equipment shall meet the requirements specified in 6.2. The calibration frequency intervals are given in 6.1.1. The functional checks of an AUC described in 6.3 shall be performed prior to calibration. A measurement uncertainty budget for the measurement of F_a shall be prepared (i.e. see 4.4).

8.2.2 Calibration site and antenna set-up considerations for use with the TAM

The TAM involves making three SIL measurements for three antennas combined into three antenna pairs. The two antennas in a SIL measurement shall be sufficiently separated so as to be in each other's far field, and to reduce mutual coupling (i.e. see Figure C.5 in C.5). The calibration methods described below specify separation distances that fulfil these conditions.

NOTE Where a biconical antenna's specified frequency range starts at 20 MHz, EMC test laboratories commonly request calibration from 20 MHz. Provided that the manufacturer's specified frequency is from 20 MHz, and provided that the calibration site has been validated down to 20 MHz, the antenna can be calibrated by the TAM using at least 15 m separation. An advantage is that the self impedance dominates the mutual impedance, so horizontal polarization can be used with insignificant ground coupling in this frequency range.

It is essential to have a test site free of unwanted reflections, because the site insertion loss (SIL) will be distorted by any signals other than those directly between the two antennas, with the consequence that the uncertainty of F_a will be increased. Therefore the site shall meet the site validation criterion applicable to the calibration method. In the case of a calibration site with a ground plane, well-formed specular reflections from the ground plane are intended

signals and are accounted for in the calculation of AF. Validation methods for antenna calibration sites are given in CISPR 16-1-5.

When the TAM is used to calibrate antennas for which AFs are unknown, to select the appropriate calibration site to be used it is useful to know the frequency range and how directional the antennas are. A FAR or SAC can fulfil the requirements for directional antennas, because there is less signal directed at the five inner surfaces of the room, excluding the wall the antenna is facing, and therefore less reflection to perturb the measured results. However, for frequencies below 200 MHz, antennas are more omnidirectional, so it may be difficult to achieve the necessary suppression of reflections. Therefore, an open-area calibration site with a ground plane is recommended for frequencies below 200 MHz (see also A.1).

A near-perfect free-space environment for antenna calibration can be difficult to establish, both practically and economically, especially below 200 MHz. The two main unwanted effects that hinder achieving a free-space environment are: 1) the mutual coupling of wire antennas to their images in electrically conducting surfaces, and 2) reflections from surfaces, antenna supports and antenna cables. Refer to C.6 for some examples in which these effects are quantified. Refer to A.2.3 for ways to reduce the influence of antenna supports and cables.

Five ways to create the calibration site conditions to enable F_a to be measured with the TAM are as follows:

- a) By using a large height above the ground, such that the effect of the ground can be neglected or accounted for by an uncertainty term. The site shall not be covered with a weather-protection enclosure that causes reflections. This approach, described in 9.4.2, is useful to obtain F_a of LPDA antennas placed vertically polarized at a height of at least 4 m above the ground, using a separation distance of 3 m or less, such that ground-plane absorber is not required. For this approach, a non-metal ground plane allows lower antenna heights than a metal ground plane (see also A.1).
- b) By having a reflection-free upper hemisphere (half-space), and minimizing ground-plane reflections by placing absorber on the ground between the antennas, i.e. as described in 9.4.4. The use of a limited quantity of absorber at an outdoor site can be more cost effective than using a sufficiently-large anechoic chamber. This approach is suitable for the calibration of LPDA antennas.
- c) By using a FAR, i.e. as described in 9.5. This is the conventional approach for measuring directional antennas in the frequency range 1 GHz to 18 GHz. The minimum chamber size is a function of the AUC isotropic gain, its radiation patterns, maximum antenna-pair separation, and quality of absorber.
- d) By using vertical polarization for biconical antennas, to reduce the effect of mutual coupling to the ground plane, i.e. as described in 9.3.
- e) By using arithmetic-averaging of $F_a(h,p)$ over a height range of at least $\lambda/2$ above a ground plane, instead of creating a free-space environment. This approach is described in B.4 for calibration of biconical antennas, and is particularly useful for dipole antennas below 120 MHz, but a mast taller than 4 m is needed for frequencies below 50 MHz.

Measurement methods to determine F_a with the TAM are also adapted in this standard to include the reflection from a ground plane. Annex C gives information to help define the optimum antenna heights and separation distances to achieve acceptable uncertainties caused by antenna directivity and mutual coupling. F_a is measured in the following two ways utilizing a ground-plane site:

- Measurement of F_a by height scanning using the SSM, i.e. as described in 8.4.
- By using antennas positioned at a specific height above a ground plane, such that the height-dependent AF of a tuned dipole approximates to F_a in a free-space environment. The TAM is used for this approach, as described in B.5.3. These methods are particularly useful at outdoor sites at frequencies below approximately 120 MHz, where it can be uneconomical or impractical to use a sufficient amount of absorber on a ground plane, or

to construct a sufficiently large enough anechoic chamber. Examples of the antenna heights used for this F_a calibration method are listed in Table C.1 (see C.6.1).

8.2.3 Antenna parameters for a free-space environment or a ground-plane site

8.2.3.1 Considerations about antenna parameters for a free-space environment

The radiation pattern of antennas can be used to advantage to minimize the height required, and the quantity and quality of absorber needed, for a ground-plane site. For a certain height and separation (and with vertical polarization, enabling a further reduction in height), absorber will not be needed. The site validation methods of CISPR 16-1-5 are useful for the determination of the appropriate set-up of antennas and absorber.

An anechoic chamber can be used for the calibration of LPDA antennas, but due to the lower directivities of LPDA antennas compared to horn antennas, achieving the required reflectivity levels of the chamber will be more demanding; an alternative is the use of an elevated open site, as described in 9.4.

At frequencies above 500 MHz, the antenna separation used for calibration of LPDA antennas can be decreased, but this demands greater accuracy in the measurement of separation distance. The cross-polar performance of some LPDA antennas can be very poor at the upper end of the frequency range, depending on the antenna design (see 6.3.3).

8.2.3.2 Considerations about antenna parameters for a ground-plane site

At a ground-plane site, the antenna set-up parameters (d , h_i , h_j) shall be chosen, based on using Equation (41) (see 7.4.1.2.1) or Equation (C.24) (see C.3.2), ensuring that the receive and transmit antennas are at heights such that the signal is not in a field null; i.e. the signal minimum should be within 6 dB of the nearest signal maximum (see also 7.4.1.2.1, and the definition of null in 3.1.1.19). The calibration methods described in the following subclauses specify antenna heights that fulfil this condition.

Generally, antenna pairs are positioned to be aligned along their respective boresight axes. In a free-space environment, the TAM equations for calculating AF do not need to account for a radiation pattern term. In contrast, for a ground-plane site, the reflected signal of an antenna is not in the boresight direction, as shown in Figure 8 (see 7.2.2). Furthermore, when antennas mounted horizontally are height-scanned, the respective boresight directions will no longer be aligned in the vertical plane. The signal leaving the antenna in the direction of the ground will be weaker than the signal leaving the antenna in the direction of the paired antenna.

Example numerical values of radiation patterns are given in Figure C.11, Figure C.12 and Figure C.13 (C.7.2, C.7.3, and C.7.4) that can be used to estimate the uncertainty in AF caused by the deviation of the amplitude of the two signals from the boresight value. The TAM formulation in C.3.2 includes a radiation pattern term, given by Equation (C.22), which takes into account the deviation from boresight of the direct and reflected rays; however the approach requires knowledge of the amplitude and phase radiation patterns.

A practical solution is to minimize the angular deviation of the rays from boresight by using a large antenna separation, keeping the antenna heights to a minimum, and to account for the deviation from F_a by an uncertainty term. This assumes that the beamwidth is broad, such that the rays between the antennas and via the ground are at small enough angles relative to boresight that the decrease in signal is negligible, as described mathematically by Equation (C.23). This condition is a valid assumption for LPDA antennas at a separation of 10 m, where one antenna is at a height of no greater than 2 m, and the other at no greater than 2,7 m; see 8.4.2 for other details.

Dipole and biconical antennas are horizontally polarized for calibration, except when using 9.3. Because they have nominally uniform H-plane patterns, by removing the radiation pattern term, Equation (C.22) (see C.3.2) can be simplified to become Equation (41) (see 7.4.1.2.1).

Any ripple in the radiation patterns can be accounted for in the measurement uncertainty budget. A ripple is minor undulations from a smooth line or curve.

8.2.4 Validation of calibration method

Calibrating using the TAM rather than the SAM provides a check on the validity of the measurement results, provided that at least one of the antennas has prior independent measurement results. The difference between the TAM and SAM AFs indicates whether the calibration site and measurement procedures are adequate enough to achieve the desired uncertainties for the AF. If the difference is small, for example less than 0,3 dB, this comparison process also will assist identification and reduction of the largest uncertainty components in the measurement uncertainty budget, in view of the fact that the uncertainty values are often overestimated.

It may happen that an antenna sustains damage after being externally calibrated, but remains stable, so there could be a larger difference; in this uncommon event, this condition might only be discovered after checking other possible causes for the difference. In the more likely scenario that the antenna is not damaged, a larger difference could indicate mistakes that can easily occur, for instance, a poorly made cable connection, or setting the wrong power level leading to response compression. Consistency with historical data for the antenna factors of the two “paired” antennas used by the calibration laboratory is useful to gain confidence that the calibration of the AUC was correct.

Another way to check a measurement system in an anechoic chamber is to compare the measured free-space AFs of the same antenna in the anechoic chamber with results obtained at a CALTS. Good agreement between the results from the two sites, e.g. less than 0,3 dB, is a confirmation that both sites and their measurement systems and methods are satisfactory. See also 7.1 of CISPR 16-1-5:2014.

8.3 Considerations for F_a calibrations using the SAM

8.3.1 General considerations and calibration site for use of the SAM

Measurements of F_a by the SAM are described in this standard for both a free-space environment, and for sites utilizing a ground plane (see 4.3.5). The basic principle for the SAM is that a uniform field distribution over the aperture of an STA is produced by a transmit antenna. The field strength is measured by the STA, then the STA is substituted by the AUC, whose F_a is calculated from the known field strength and the output voltage of the AUC. F_a of the transmit antenna is not relevant, except that the radiation pattern has to be suitable to produce a uniform field distribution over the AUC and STA placed in the far-field of the transmit antenna. A sufficiently uniform field distribution is established when the appropriate site validation criteria also are fulfilled. In practice the field strength is not measured explicitly, but is bypassed by the use of Equation (51) (see 7.4.3.1).

Where horn antennas are not appropriate for use as an STA, i.e. usually for frequencies below 1 GHz, the calculable dipole is the most precise STA (i.e. see [11], [23], [26], [47], [52], [57] and CISPR 16-1-5). For a calculable dipole, F_a can be calculated both in free-space conditions and at any height above a perfect ground plane, in horizontal and vertical polarizations (see C.2 in CISPR 16-1-5:2014). To achieve low uncertainties of F_a , it is recommended to use a broadband calculable dipole antenna from 30 MHz to 1 GHz, as described in A.3.2 (see also Table A.1 of CISPR 16-1-5:2014). The other option is to use a broadband antenna, such as a biconical or LPDA, which has been calibrated by the TAM.

The calibration site shall meet the validation criterion in CISPR 16-1-5, as applicable for the relevant method of antenna calibration.

The measuring equipment shall meet the requirements specified in 6.2. The minimum set of F_a calibration frequencies is given in 6.1.1. A measurement uncertainty budget for the measurement of F_a shall be prepared; i.e. see 4.4 and 7.4.3.2.

8.3.2 Calibration procedures and antenna set-ups for F_a by the SAM

The SAM relies on having an STA (see also 3.1.1.10) with a known F_a . A SAM calibration involves making a SIL measurement between an AUC and a paired antenna. The AUC is substituted by the STA, and a second SIL measurement made. The F_a of the AUC is given by the difference in the two SIL results combined with the F_a of the STA [i.e. see Equation (51) in 7.4.3.1].

When substituting the AUC for the STA, provided that the substitution is made in the same physical space and the cable retains the same layout, the reflected signals from the cable and mast will be largely cancelled when the difference quantity ($V_{STA} - V_{AUC}$) is calculated. Special care shall be taken that the method is effective; i.e. to assess whether site, mast and cable reflections are sufficiently cancelled, F_a of the AUC should be compared to its F_a calibrated by an independent method, such as the TAM. For a given set-up, this procedure need only be performed once for each class of antenna (e.g. classical biconicals) to establish that the SAM antenna and site set-up are providing results with the expected uncertainty.

For the VP method of 9.3 utilizing a ground plane, there will be a field taper in the vertical plane, because the field is the resultant of direct and ground reflected signals. Therefore the STA and AUC shall have similar E-plane patterns over the angles relative to the transmit antenna, and relative to the region of specular reflection on the ground plane.

When the AUC and STA are mounted at a fixed height above a ground plane, the height-dependent AF, $F_a(h,p)$, is obtained, as described in 7.4.3.1. The paired antenna height, h_1 , shall be chosen to avoid a null as described in 7.4.1.2.1. Usually $F_a(h,p)$ is required only for horizontally-polarized biconical and dipole antennas (including hybrid antennas for the 30 MHz to 200 MHz frequency range), as described in B.4 (i.e. antennas whose H-plane patterns are sufficiently uniform for this purpose). The SAM can also be used to measure F_a for the conditions listed in Table 1 (see 4.5).

The set-ups for biconical and tuned dipole antenna calibrations using the SAM are as follows.

- a) Biconical antenna at ground-plane site—The use of vertical polarization minimizes the antenna coupling to the ground plane, and thus avoids the need for large antenna heights. This method is described in 9.3.
- b) Biconical antenna in a free-space environment created in a FAR—This method also applies to short dipoles, the broadband dipole (e.g. biconical) portion of hybrid antennas, and to tuned dipoles. A 60 MHz tuned dipole has a length of approximately 2,4 m, which may be the maximum accommodated for a typical sized FAR, therefore a CALTS may need to be used below 60 MHz. The method is described in 9.2.
- c) Tuned dipoles at a ground-plane site—At frequencies below approximately 120 MHz where it becomes uneconomical or impractical to use absorbers, or to build an anechoic chamber large enough to minimize the impact of the calibration test site, a CALTS is used. Methods to measure F_a are described in B.4.2 and B.5.2.

8.3.3 Parameters of the STA

The STA employed for F_a calibrations using SAM shall have existing free-space AF results as a function of frequency. The STA employed for $F_a(h,p)$ calibrations shall have existing AF results as a function of frequency and antenna height (i.e. see 7.4.3).

Ideally, the STA should be the same model of antenna as the AUC. However, if the same model is not available, the AUC and the STA shall have similar mechanical dimensions and directional properties. Also an uncertainty term (suggested value is $\pm 0,2$ dB) can be added to the measurement uncertainty budget for the AF of the AUC, to account for slight differences between the STA and the AUC. The magnitude of this uncertainty may be determined by alternative calibration methods, or numerical calculations. In this context, similar antenna dimensions imply also a similar antenna type, e.g. substituting a classical biconical AUC with a different model of biconical.

Provided that the illuminating field is uniform to within $\pm 0,5$ dB over the volume occupied by the AUC and STA (see also NOTE 1), a biconical AUC can be substituted by a broadband linear dipole antenna STA (see also NOTE 2). Because a wire dipole has a narrower bandwidth than a biconical dipole, a wire dipole STA that is too long may have a radiation pattern that deviates from cardioid shape at the higher frequencies of the AUC; consequently it is necessary to use more than one dipole to cover the full frequency range of the AUC. For example, an AUC that is a biconical antenna being calibrated for 30 MHz to 300 MHz, as the STA a calculable dipole antenna whose length is resonant at 60 MHz can be used to cover the range of 30 MHz to 100 MHz, and a dipole whose length is resonant at 180 MHz can be used to cover the range of 100 MHz to 300 MHz (see also Table A.1 of CISPR 16-1-5:2014).

The centre of the STA shall be substituted at the same position as the centre of the AUC to within a tolerance of ± 10 mm. A SAM set-up is illustrated in Figure 12 (see 7.4.3.1).

NOTE 1 For a large antenna separation, i.e. 10 m or more, the AUC and STA need not be dimensionally identical. For measurements at a ground-plane site an error in distance of 0,1 m over 10 m, for example due to the difference in phase centre between an AUC and STA at a given frequency, gives a change in signal strength of less than 0,1 dB. However, for reduced separation distances and increased height to separation ratios, to minimize uncertainties it becomes more important for the AUC and STA to be dimensionally equivalent, and preferably also to have the same design of antenna radiating elements.

NOTE 2 A dipole-like antenna extracts energy from an area exposed to the illuminating field larger than the planar area represented by the antenna's actual physical dimensions. A guideline for a half-wavelength dipole antenna is to ensure that the field is uniform in an area of $\lambda/2$ by $\lambda/4$, relative to the centre of the dipole.

In SAM calibrations, an LPDA antenna can be substituted with another LPDA antenna having a design based on the same logarithmic parameter, with a typical length, L_{LPDA} , of 0,55 m between the dipole elements that are most responsive at 200 MHz and 1 GHz (see also NOTE 3, and 7.5.2.1). For LPDA antennas measured in a free-space environment, at separations of greater than or equal to 2,5 m between their mid-points, the AUC and STA dimensions should differ by no more than 0,1 m relative to the length L_{LPDA} .

NOTE 3 Typical LPDA antennas used in EMC testing have a gain of around 6,5 dB, and an STA with similar gain is selected, rather than an LPDA antenna with gain of e.g. around 11 dB or more, i.e. with dipole elements spread out over nearly twice the length compared to a typical 6,5 dB gain LPDA antenna.

For the SAM, similar dimensions also implies similar radiation patterns, ensuring that the direct and ground reflected rays are combined in the same proportions, as required by Equation (50) (see 7.4.3.1).

8.4 SSM calibrations at a ground-plane site, 30 MHz to 1 GHz

8.4.1 General considerations and calibration site for SSM

The SSM (see also [13] and [61]) requires three antennas, used to make SA measurements for the three combinations of antenna pairs when positioned above the ground plane of a CALTS (see 7.4.2). The receive antenna is scanned in height, to find the maximum received voltage at each frequency; in general, the maximum received voltage will occur at a different height at each frequency. The SSM is based on the formulation in [62], in which an ideal calibration site and infinitesimal dipole antennas are assumed. The SSM is intended to provide free-space AF (F_a) for an AUC. As explained in A.5, AFs obtained from the SSM potentially have higher measurement uncertainties than do results obtained using other TAM or SAM measurements described in this standard.

Equations (17) and (44) (7.2.2 and 7.4.2.1) are used to derive AFs. The SSM differs from the TAM in that the TAM uses measurements of SIL with fixed antenna heights, whereas the SSM determines the minimum SIL using a series of measurements over a specified height-scan range of the antenna.

Measurements for the SSM shall be performed at a CALTS (see CISPR 16-1-5; see also the NOTE). Measuring equipment shall meet the requirements specified in Clause 6 of this standard.

NOTE A calibration site that has been validated with NSA measurements, as specified in ANSI C63.4-2003 [12] and ANSI C63.5-2006 [13] (also 5.4 of CISPR 16-1-4:2010/AMD1:2012), is an alternative to using a CALTS. For this case the acceptance criteria is measured NSA within ± 2 dB of the theoretical NSA for an ideal test site, and standard deviation of volumetric measurements within 0,6 dB (five or more locations are suggested). This method can have higher uncertainties than if using a site validated according to CISPR 16-1-5.

8.4.2 Calibration procedure for SSM

Three antennas of the same type shall be used; for example, for a biconical AUC, two other biconical antennas of similar size (see 8.3.3) and balun impedance, i.e. all 50 Ω or all 200 Ω (see A.5), and with the same frequency range, shall be used. To obtain free-space F_a using SSM, correction factors shall be applied, as described in 8.4.3.

For each antenna pair, an SA measurement shall be performed using the set-up shown in Figure 11 (see 7.4.2.1), with the two antennas separated by a distance d of 10 m or more, and horizontally polarized above a ground plane. One antenna is positioned at a height h_i of 2 m, and the height h_j of the paired antenna is scanned from 1 m to 4 m, as described in 8.4.3. Larger antenna heights may be used to reduce the uncertainty of F_a , which may be necessary at frequencies below approximately 100 MHz where the signal maximum occurs at a height above 4 m. Where F_a is a large value, i.e. reducing the sensitivity of the antenna, achieving a signal closer to the maximum will ensure a better SNR. For LPDA antennas operating above 200 MHz, the maximum signal is achieved with a height scan of 1 m to 2,7 m, which reduces measurement time.

NOTE A distance of more than 10 m gives smaller angles subtended from the antenna to the ground plane, and therefore reduces the uncertainty caused by the antenna radiation pattern of directive antennas, such as LPDAs; biconical antennas have uniform H-plane patterns.

8.4.3 Calculation of F_a

Site attenuation measurements shall be made for each of three antenna pairs, using the method of 7.4.2.1, with the set-ups shown in Figure 11 (see 7.4.2.1). From the measured site attenuation data at frequency f , the AFs $F_a(1)$, $F_a(2)$ and $F_a(3)$ can be determined using Equation (44).

The minimum value of K , i.e. K_{SSM} , is used for Equation (45) (see 7.4.2.1), which applies when the direct signal between the antennas is in phase with the ground-reflected signal (see also the NOTE in this subclause). The purpose of height scanning is to avoid errors that would otherwise occur when the signals are significantly out of phase, creating a measurement null (see 7.4.1.2.1). With h_i fixed, K_{SSM} is found by doing repeated calculations increasing h_j in small increments above 1 m, until the first minimum SIL is reached. The maximum height for h_j is conventionally 4 m.

NOTE The SSM is based on certain theoretical assumptions (i.e. see 7.4.2.2), thus in practice the F_a obtained, $F_{a,SSM}$, differs from the free-space AF given by the other methods in this standard by up to $\pm 1,2$ dB [i.e. see N18] in E.2].

To obtain F_a in free-space more accurately, correction factors for the effects listed in items f) to h) of 7.4.2.2 shall be applied for each type of antenna. The correction factors depend on the structure of the radiating elements of the antenna, and the input impedance of the balun or other coupling network connected to the radiating elements. In practice, several issues shall be taken into account: the impedance of the balun (especially for older designs, where typically the impedance is not specified in the data sheets), variation of the impedance of the balun with frequency (this occurs typically for high power rated baluns), and variations of the geometric properties of the antennas (each antenna variant needs a different numerical model).

For SSM biconical AFs, after the corrections are applied that take account of mutual coupling to the ground image, the results are brought closer to the free-space AF, typically to within $\pm 0,3$ dB. Dimensions based on classical biconical cage elements with one cross-bar (parallel to the balun pole, i.e. handle) are given in C.6.2, and can be used to create a NEC input file,

as given for example in [52]. The resulting correction factors, $\Delta F_{a,\text{SSM}}$, are given in Table C.2 (see C.6.2). The correction factors are applied as shown in Equation (59):

$$F_a = F_{a,\text{SSM}} - \Delta F_{a,\text{SSM}} \quad (59)$$

8.4.4 Uncertainties of F_2 obtained using SSM

Uncertainty shall be evaluated for antenna calibration using the SSM according to 7.4.2.2. Table 9 gives an example measurement uncertainty budget, where the sensitivity and weighting coefficients c_i are determined using Equation (47). If the corrections listed in Table C.2 (see C.6.2) or in [13] are applied, the term “Deviation from free-space F_a ” in Table 9 shall be replaced by uncertainty terms that account for any uncertainties related to the application of the corrections. For example, if a generic correction for ground coupling of a biconical antenna is applied, an uncertainty term shall be added that accounts for deviations that occur amongst many different proprietary models of biconical antennas.

Table 9 – Example measurement uncertainty budget for F_a of a horizontally-polarized biconical antenna measured by the SSM

Source of uncertainty or quantity X_i	Value dB	Probability distribution	Divisor	Sensitivity	u_i dB	Note ^a
Common uncertainty component in SA measurement	0,26	Normal	2	$\sqrt{3}/2$	0,11	see Table 7 (7.2.3)
Repeatability of SA value	0,10	Normal	2	$\sqrt{3}/2$	0,04	N6)
Transmit antenna mismatch	0,16	U-shaped	$\sqrt{2}$	$\sqrt{3}/2$	0,10	N10)
Receive antenna mismatch	0,16	U-shaped	$\sqrt{2}$	$\sqrt{3}/2$	0,10	N10)
Insertion loss of the adaptor used in SA measurement	0,06	Rectangular	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	0,03	N11)
Effects of site and masts	1,0	Rectangular	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	0,5	N12)
Antenna separation error	0,05	Rectangular	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	0,03	N13)
Antenna height error	0,03	Rectangular	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	0,02	N14)
Antenna orientation error	-	Rectangular	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	-	N15)
Polarization mismatch	-	Rectangular	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	-	N16)
Effects of phase centre position	-	Rectangular	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	-	N17)
Deviation from free-space F_a	0,5	Rectangular	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	0,25	N17)
Combined standard uncertainty, u_c , for $F_{a,SSM}$ used as F_a					0,59	
Expanded uncertainty, U^b ($k = 2$)					1,18	

SSM at a CALTS: see Figure 11 (7.4.2.1), $d = 10$ m, $h_i = 2$ m, $h_j = 1$ m to 4 m (scanned).

^a Numbered notes are as given by the numbered items in E.2.

^b If the major uncertainty components in this table do not follow a normal distribution function, the expanded uncertainty should be evaluated using a computer simulation such as Monte-Carlo method. However, this table shows the combined standard uncertainty given by the RSS calculation, because some calibration laboratories may not routinely perform Monte-Carlo method simulations.

9 Calibration procedures for specific antenna types for frequencies of 30 MHz and above

9.1 General

When following the measurement procedures in Clause 9, it is essential to also apply the relevant instructions in 7.2 and Clause 8. See also the general considerations for the TAM, SSM, and SAM in 4.3.

9.2 Calibrations for biconical and hybrid antennas in a free-space environment for 30 MHz to 300 MHz, and tuned dipoles for 60 MHz to 1 000 MHz

9.2.1 General considerations and calibration site requirements

The recommended calibration site is a FAR; a SAC or a CALTS can also be used where the effects of a ground plane and surrounding reflecting objects are minimized using RF absorbers. The relevant provisions for the site acceptance criterion in CISPR 16-1-5:2014 are Clause 4 for a CALTS or SAC, and 5.3.2 for a FAR. The antenna set-up shall be determined taking into account the effects of antenna-to-antenna proximity coupling, as described in C.5. Absorber that is effective from 30 MHz to about 150 MHz may be costly; alternatively, a free-space environment can be obtained by positioning the antennas at sufficient heights above a ground plane. In the latter case, the provisions of 9.4.2 for the site acceptance criterion can be used. For the SAM, for which the site acceptance criterion is not as strict as for the TAM, a suitable FAR is one lined with ferrite tiles and hybrid absorber and that meets the validation criterion of 5.3.2 of CISPR 16-1-5:2014.

NOTE A calibration site that is only used as a free-space environment does not need a metal ground plane; a metal ground plane gives the worst case reflection condition compared to uncovered soil (e.g. an open field).

The general conditions of 6.2 apply to the measuring equipment.

9.2.2 Calibration procedure and antenna set-up for use with the SAM

The SIL shall be measured using the set-up as illustrated in Figure 7 (see 7.2.2). F_a is calculated as described in 7.4.3.1 with Equation (51), ignoring the function argument “(h)” because all measurements are made in free-space conditions. Calibration by the SAM is also described in 9.3, 9.4.3, 9.5.2, B.4.2 and B.5.2.

For a biconical AUC, the STA shall be a calibrated biconical antenna of similar dimensions; see 8.3.3. The paired antenna shall be a biconical antenna whose centre shall be at a distance $d \geq 4$ m from the centre of the AUC.

NOTE See 7.1 in CISPR 16-1-5:2014 for the rationale for a reduced antenna separation relative to the wavelength.

The choice of the absolute value of d is not critical; rather, what is important is that the STA is substituted precisely in the same position as the AUC. A small value of d increases the strength of the antenna-to-antenna coupling relative to the reflections from the boundaries of the calibration site. A large value of d reduces the uncertainties due to differences in positions and dimensions of the AUC and STA, however a larger FAR or better absorber is required. The position of the paired antenna and cable shall not deviate during the calibration.

A hybrid antenna is a hybrid of a biconical antenna and LPDA antenna, albeit the appearance of the biconical antenna portion can differ markedly from a classical biconical antenna. The fact that the length of the “biconical” element is short compared to a wavelength allows the use of a conventional biconical STA to calibrate the hybrid AUC below its transition frequency (see 6.1.2).

There are two different procedures for calibrating hybrid antennas by the SAM. The simplest procedure, and with the lowest uncertainties, is to use an STA of the same model; this approach is particularly suitable for antenna manufacturers. If the model of the STA is different but similar to the AUC, the uncertainties may be larger, but can be reduced by increasing the separation distance between the STA/AUC and the paired hybrid antenna, as explained in the preceding paragraphs. Using Equation (51) (see 7.4.3.1), provided that the antenna set-up, including cable layout, is not disturbed when the STA is substituted by the AUC, the reflections from the site, mast and cable will largely cancel. The more similar in design the STA is to the AUC, and the more similarly they are positioned, the more the reflections will cancel.

An alternative procedure is to calibrate a hybrid antenna using two separate measurements. The advantage is that a classical biconical as an STA is easier to calibrate with low uncertainties rather than the biconical part of a hybrid as an STA. Substituting the “biconical” part of the hybrid AUC with the biconical STA, the method of 9.3 can be used for the frequency range up to the transition frequency (see 6.1.2). For the frequency range above the transition frequency, i.e. for the LPDA part of the hybrid AUC, the methods of 9.4 can be used; especially the methods of 9.4.3 and 9.4.4 may be more suitable for the precise positioning of these larger antennas.

For the calibration of tuned dipoles from 60 MHz to 1 000 MHz, the lowest uncertainty is achieved when the STA is a calculable dipole, or a reference tuned dipole. The STA and the AUC occupy the same position in space and therefore are illuminated by identical fields, so the AF of the STA is simply transferred to the AUC. If a FAR is large enough, and the absorber is effective down to 30 MHz, it is possible to calibrate antennas from 30 MHz in a FAR. However if a FAR is not large enough, use of the methods of B.5 on a CALTS is recommended. A calculable broadband antenna can be used as the STA. For example, a dipole that is resonant at 60 MHz can be used to cover the range 30 MHz to 100 MHz, and a dipole whose length is resonant at 180 MHz can be used to cover the range 100 MHz to 300 MHz; there is likely to be a small increase in uncertainty (less than 0,2 dB) because of the difference relative to the length of the AUC.

The AUC and STA shall be mounted horizontally polarized with the rear element of the antenna at least 1 m in front of the vertical section of a dielectric mast, and the cable shall extend at least 1 m horizontally behind the antenna before routing vertically to the ground, or routed horizontally through a small hole or bulkhead connector in the chamber wall. The reference point for a biconical antenna is its centre, and for a hybrid antenna it is the longest element (biconical or bowtie).

9.2.3 Uncertainties of F_a determined by the SAM

Uncertainty components and example uncertainty magnitudes are described in 7.4.3.2, and shown in Table 10 (biconical) and Table 11 (dipole). The first term is the uncertainty in SIL, which is common to all antenna measurements. The sensitivity and weighting factors c_i listed are based on Equation (43).

Table 10 – Example measurement uncertainty budget for F_a of a biconical antenna measured by the SAM in a FAR over the frequency range 30 MHz to 300 MHz

Source of uncertainty or quantity X_i	Value dB	Probability distribution	Divisor	Sensitivity	u_i dB	Note ^a
Validation of an STA	0,35	Normal	2	1	0,18	N19)
STA mismatch	0,06	U-shaped	$\sqrt{2}$	1	0,04	N10)
STA orientation error	-	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	-	N15)
STA polarization mismatch	-	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	-	N16)
Site and masts affecting the STA in AUC calibration	0,3	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,17	N20)
Near-field effects and antenna mutual coupling	0,2	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,12	N21)
Common uncertainty component in $V_{STA} - V_{AUC}$ measurement	0,26	Normal	2	1	0,13	see Table 7 (7.2.3)
Repeatability of $V_{STA} - V_{AUC}$	0,10	Normal	2	1	0,05	N6)
AUC mismatch	0,16	U-shaped	$\sqrt{2}$	1	0,10	N10)
AUC orientation	-	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	-	N15)
AUC polarization mismatch	-	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	-	N16)
Distance difference between the STA and AUC measurements	0,03	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,02	N22)
Height difference between the STA and AUC measurements	-	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	-	N23)
Difference in phase centre positions	-	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	-	N17)
Difference in unwanted effects of site imperfection	0,2	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,12	N24)
Difference in antenna-ground plane coupling, and difference in transmit and receive antenna coupling	-	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	-	N21), N30)
Combined standard uncertainty, u_c					0,35	
Expanded uncertainty, U^b ($k = 2$)					0,70	

SAM in a FAR: see Figure 12 (7.4.3.1), $d = 5$ m, $h_1 = h_2 = 3$ m above absorbers.

^a Numbered notes are as given by the numbered items in E.2.

^b If the major uncertainty components in this table do not follow a normal distribution function, the expanded uncertainty should be evaluated using a computer simulation such as Monte-Carlo method. However, this table shows the combined standard uncertainty given by the RSS calculation, because some calibration laboratories may not routinely perform Monte-Carlo method simulations.

Table 11 – Example measurement uncertainty budget for F_a of a tuned dipole antenna obtained by the SAM in a FAR at a free-space calibration site, using a calculable tuned dipole as the STA in the frequency range above 60 MHz

Source of uncertainty or quantity X_i	Value dB	Probability distribution	Divisor	Sensitivity	u_i dB	Note ^a
Validation of an STA	0,15	Normal	2	1	0,08	N25)
STA mismatch	0,06	U-shaped	$\sqrt{2}$	1	0,04	N10)
STA orientation error	-	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	-	N15)
STA polarization mismatch	-	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	-	N16)
Site and masts affecting the STA in AUC calibration	0,7	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,40	N20)
Near-field effects and antenna mutual coupling	0,3	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,17	N21)
Common uncertainty component in $V_{STA} - V_{AUC}$ measurement	0,26	Normal	2	1	0,13	see Table 7 (7.2.3)
Repeatability of $V_{STA} - V_{AUC}$	0,10	Normal	2	1	0,05	N6)
AUC mismatch	0,10	U-shaped	$\sqrt{2}$	1	0,07	N10)
AUC orientation	-	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	-	N15)
AUC polarization mismatch	-	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	-	N16)
Distance difference between the STA and AUC measurements	0,03	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	-	N22)
Height difference between the STA and AUC measurements	-	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	-	N23)
Difference in phase centre positions	-	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	-	N17)
Difference in unwanted effects of site imperfection	0,2	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,12	N24)
Difference in antenna-ground plane coupling, and difference in transmit and receive antenna coupling	-	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	-	N21), N30)
Combined standard uncertainty u_C					0,49	
Expanded uncertainty, U^b ($k = 2$)					0,97	
SAM in a FAR: see Figure 12 (7.4.3.1), $d = 5$ m, $h_1 = h_2 = 3$ m above absorbers.						
^a Numbered notes are as given by the numbered items in E.2.						
^b If the major uncertainty components in this table do not follow a normal distribution function, the expanded uncertainty should be evaluated using a computer simulation such as Monte-Carlo method. However, this table shows the combined standard uncertainty given by the RSS calculation, because some calibration laboratories may not routinely perform Monte-Carlo method simulations.						

9.2.4 Antenna set-up for use with the TAM (alternative)

In general, biconical antennas shall be separated from each other by 10 m. The TAM calibration of biconical antennas requires insertion loss measurements for three independent antenna pairs, as described in 7.2.2 and 7.4.1.1.1. Using the measurement results, F_a shall be determined for each antenna using Equation (30) (see 7.4.1.1.1).

9.3 Calibration of biconical (30 MHz to 300 MHz) and hybrid antennas, using the SAM and VP at a ground-plane site

9.3.1 General considerations and calibration site requirements

This method applies to classical biconical antennas over the frequency range 30 MHz to 300 MHz, and to hybrid antennas over the frequency range 30 MHz to the transition frequency (see 6.1.2). The mutual coupling of a vertically-polarized biconical or hybrid antenna to its

ground plane image is negligible when the height of its centre above a large ground plane is $\geq 1,75$ m, as shown by Figure C.6 c) (see C.6.1). Therefore, F_a can be obtained with the antenna within easy reach of an operator at a fixed height. This method uses the principle of the ground-reflection range [31], and uses a monocone antenna to minimize the field taper across the vertical aperture of the AUC.

Ideally, the electromagnetic field distribution over the aperture of the AUC (and the STA being substituted) should be uniform in amplitude and phase; i.e. a plane wave should be incident on the antenna. A sufficiently uniform field over the vertical aperture of the AUC can be achieved by positioning a vertically-polarized monocone antenna at a distance ≥ 10 m from the AUC; 15 m distance and 2 m height are recommended for lower uncertainties (see also A.2.4). The calibration site shall be a CALTS, validated using the method of 4.7.3 of CISPR 16-1-5:2014 for VP. In addition, the uniformity of the field distribution shall be measured, as described in 4.9 of CISPR 16-1-5:2014. The field taper criterion of 4.9 of CISPR 16-1-5:2014 shall be met.

The general conditions of 6.2 apply for the measuring equipment.

9.3.2 Calibration procedure and antenna set-up

The SIL is obtained using VP as illustrated in Figure 17. The equations of 7.4.3 apply. If the STA is a calculable dipole, $F_a(\text{STA}|h,V)$ is used and calculated for vertical polarization; if the STA is a reference biconical antenna, its F_a is used.

The AUC is placed vertically polarized with its centre at a height of 1,75 m above a CALTS ground plane, and calibrated by substitution with a broadband calculable standard dipole antenna, or a biconical antenna with a precisely known F_a . Such a biconical antenna is considered an STA, and shall be similar (see 8.3.3) to the AUC.

NOTE The STA can be precisely calibrated by the SAM using a broadband calculable dipole antenna. Example broadband calculable dipole SIL results are given in Figure E.1 and Figure E.2 [see N19) of E.2], using two dipole elements resonant at 60 MHz and 180 MHz, respectively.

A vertically-polarized monocone antenna is placed at a separation of at least 10 m (see A.2.4 for dimensions of monocone and rationale of the method). This set-up of two antennas, shown in Figure 17, shall be centrally placed in the area of the ground plane (see A.2.4), to minimize edge diffraction effects.

The cable that is common to the AUC and STA shall extend horizontally for at least 5 m behind the antennas, before routing to the ground. Precautions shall be taken to minimize reflections from vertical antenna supports and cables; see A.2.3 for guidance. The AUC and STA shall be mounted at least 2 m in front of the vertical section of a dielectric mast, to reduce reflections.

The conditions for the set-up of the monocone antenna are less strict, provided that the antenna, its support and cable shall remain stationary during the calibration. The function of the monocone is to provide identical EM field conditions to the AUC and the STA. The distance of the monocone to the rear edge of the ground plane shall be more than 2 m, and the distance of the AUC and STA to the front edge of the ground plane shall be more than 5 m.

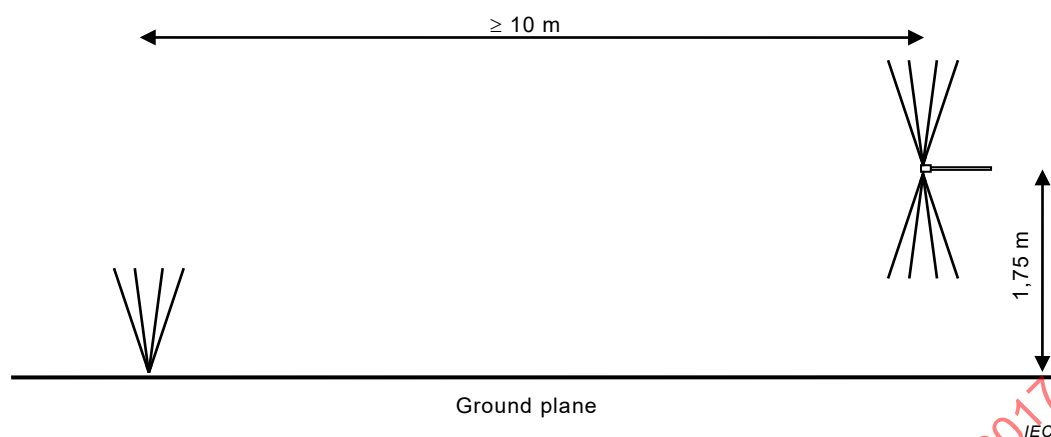


Figure 17 – Biconical antenna set-up for SAM using vertical polarization, showing the paired monocone antenna and an example collapsible-element biconical AUC

9.3.3 Uncertainties of F_a determined with the SAM

Uncertainty components and example uncertainty magnitudes are described in 7.4.3.2, and shown in Table 12. The first term is the uncertainty in SIL, which is common to all antenna measurements. The sensitivity coefficients listed, c_i , are based on Equation (53).

Table 12 – Example measurement uncertainty budget for F_a of a biconical antenna measured using the SAM for vertical polarization over the frequency range 30 MHz to 300 MHz

Source of uncertainty or quantity X_i	Value dB	Probability distribution	Divisor	Sensitivity	u_i dB	Note ^a
Validation of an STA	0,35	Normal	2	1	0,18	N19)
STA mismatch	0,06	U-shaped	$\sqrt{2}$	1	0,04	N10)
STA orientation error	-	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	-	N15)
STA polarization mismatch	-	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	-	N16)
Site and masts affecting the STA in calibration using VP	0,2	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,12	N26)
Near-field effects and antenna mutual coupling	0,2	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,12	N27)
Common uncertainty component in $V_{STA} - V_{AUC}$ measurement	0,26	Normal	2	1	0,13	see Table 7 (7.2.3)
Repeatability of $V_{STA} - V_{AUC}$	0,10	Normal	2	1	0,05	N6)
AUC mismatch	0,16	U-shaped	$\sqrt{2}$	1	0,11	N10)
AUC orientation	-	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	-	N15)
AUC polarization mismatch	-	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	-	N16)
Distance difference between the STA and AUC measurements	0,04	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,02	N28)
Height difference between the STA and AUC measurements	-	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	-	N29)
Difference in phase centre positions	-	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	-	N17)
Difference in unwanted effects of site imperfection	0,3	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,17	N24)
Difference in antenna-ground plane coupling, and difference in transmit and receive antenna coupling	-	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	-	N21), N30)
Additional components for hybrid antenna	0,3	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,17	N30)
Combined standard uncertainty, u_C :						
for biconical antenna					0,35	
for hybrid antenna					0,39	
Expanded uncertainty, U^b ($k = 2$):						
for biconical antenna					0,70	
for hybrid antenna					0,78	
SAM at a CALTS: see Figure 17 (9.3.2), $d = 10$ m, $h_1 = 1,75$ m, $h_2 = 0$ m above a metal ground plane.						
^a Numbered notes are as given by the numbered items in E.2.						
^b If the major uncertainty components in this table do not follow a normal distribution function, the expanded uncertainty should be evaluated using a computer simulation such as Monte-Carlo method. However, this table shows the combined standard uncertainty given by the RSS calculation, because some calibration laboratories may not routinely perform Monte-Carlo method simulations.						

9.4 Calibration of LPDA, hybrid, and horn antennas in a free-space environment, 200 MHz to 18 GHz

9.4.1 General considerations and calibration site for a free-space environment

An LPDA antenna, and the LPDA portion of a hybrid antenna, can be calibrated at a fixed height above the ground, with a set-up on an open-area calibration site as illustrated in

Figure 18 (see also Note 1 to entry in 3.1.3.2). This method applies for the frequency range 200 MHz to 18 GHz. A smaller antenna separation distance can be used at higher frequencies; a minimum distance of 2λ between resonant elements is recommended. Lower heights can be used for AUCs with higher directivities, and for set-ups with shorter separation distances. For most antennas used in EMC testing, the E-plane directivity is higher than the H-plane directivity, further supporting that a lower height can be used for vertically-polarized antennas. Horn antennas can be calibrated using this open-area calibration site set-up, with due care in aligning the antennas, using the technique described in 9.5.

There is a class of LPDA antennas designed to achieve a gain of around 11 dB, whereas 6,5 dB is the typical minimum gain for many LPDA antennas used in EMC testing. The higher gain is achieved by using a larger element spacing, and usually the array is doubled in length for a given frequency range. A larger antenna separation than suggested in 9.4.2.1 is required for calibrating these more directive LPDA antennas.

Because LPDA antennas have significant cross-polarized radiation, especially at the upper end of their frequency band, calibration using two horns as paired antennas is advised for lower uncertainties of F_a (see A.7). Below the transition frequency (see 6.1.2), hybrid antennas can be calibrated by the same method as for biconical antennas.

LPDA antennas are less sensitive than resonant dipole antennas to mutual coupling with their ground image and to ground reflections, e.g. as shown by data in C.5 and C.6. Therefore the antennas can be placed at manageable heights using typical antenna masts (see also A.6.1). The height required is determined by a height scan, as described in Clause 6 of CISPR 16-1-5:2014. The absolute height used for antenna calibration is not critical, and can be set with a tolerance of ± 50 mm relative to the height found in site validation; the height of each antenna of the pair shall be equivalent within a tolerance of ± 10 mm. If higher uncertainty can be accepted, lower heights can be used. Also, if the ground surface is non-metallic (e.g. soil), it may be possible to use a lower height; this depends on the dampness of the soil. The amount of uncertainty due to the ground reflection is evaluated by the site validation measurements.

A ground plane is not required, but the site shall be free of reflections from obstacles, following the same principles applicable to a CALTS, but it need not cover as much area as a CALTS. The site specification and validation procedure are given in Clause 6 of CISPR 16-1-5:2014.

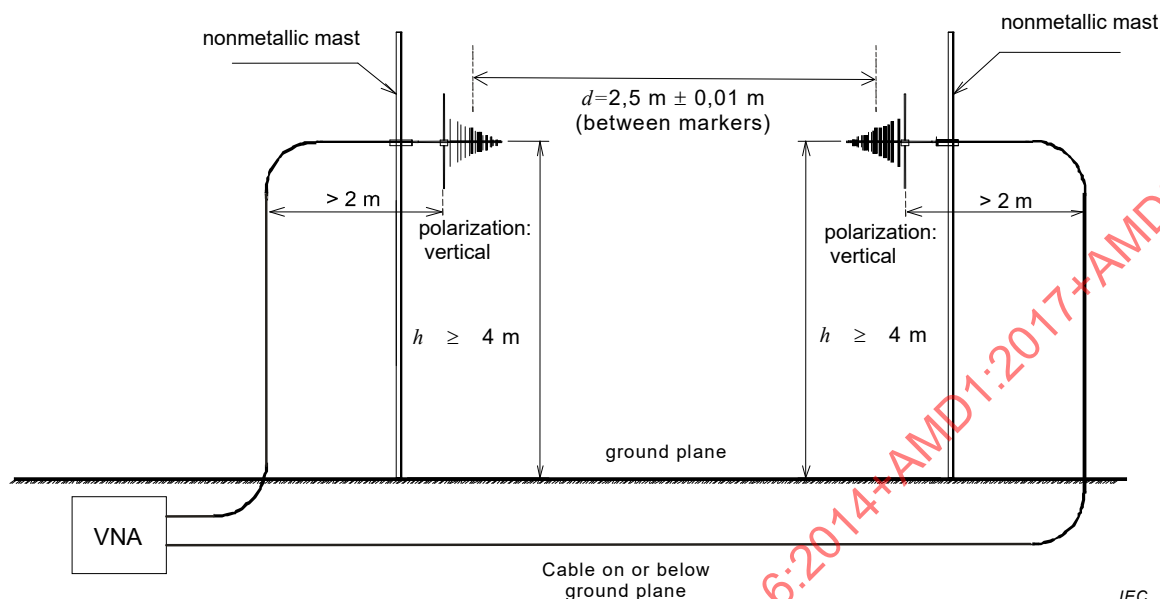


Figure 18 – Test set-up for the calibration of LPDA and hybrid antennas positioned at a large height

9.4.2 Calibrations using the TAM

9.4.2.1 Calibration procedure and antenna set-up for use with the TAM

SIL shall be measured for the following antenna arrangements. F_a is calculated as described in 7.4.1.1.1 with Equation (30), where d in Equation (54) (see 7.5.2.2) is the distance between the phase centres at each frequency.

The distance between the corresponding resonant elements for a pair of antennas shall be a minimum of 2λ , as explained in A.6.1. Assuming vertical polarization and LPDA antenna directivity in the E-plane greater than 6,5 dBi, and assuming a minimum frequency of 200 MHz, antennas with mid-points separated by a distance of 2,5 m shall be placed at a height of 4 m or more above the ground, to ensure that the ground reflected signal has an effect of less than $\pm 0,2$ dB on the SIL. For antennas with lower directivity, a larger height may be needed. This mid-point separation distance assumes that the length of the array that is most responsive from 200 MHz to its highest operating frequency is approximately 0,6 m, precluding use of this distance with the more directive LPDAs described in 9.4.1. The antenna separation shall be within a tolerance of ± 10 mm. The test operator shall define and note in the calibration report the mid-points of the antennas, and note the reference points on the antennas used to set the separation, e.g. the tips or the mid-points (see 7.5.2.1).

The distance between the two antenna fixtures can be measured accurately at the top of the mast using a remote-controlled laser distance meter mounted to the antenna fixture on one antenna mast, transmitting a laser ray to a reflector at the fixture on the other antenna mast.

The phase centre can be taken as the position of the resonant dipole element for its respective frequency, and by interpolation at intermediate frequencies. The AF is calculated using the equations in 7.4.1.1, and the phase centre corrections described in 7.5.2.2.

9.4.2.2 Uncertainties of F_a determined using the TAM

Uncertainty components and example uncertainty magnitudes are described in 7.4.1.1.2, and shown in Table 13. The sensitivity and weighting coefficients c_i listed are based on

Equation (36). There is uncertainty associated with polarization mismatch, especially for LPDA antennas at the upper end of their frequency range [20]. Where the value of the site imperfection term dominates the budget, an alternative assessment method for the expanded uncertainty is described in E.1.

Table 13 – Example measurement uncertainty budget for F_a of LPDA and hybrid antennas measured by the TAM at 4 m height for the frequency range 200 MHz to 3 GHz

Source of uncertainty or quantity X_i	Value dB	Probability distribution	Divisor	Sensitivity	u_i dB	Note ^a
Common uncertainty component in SIL measurement	0,26	Normal	2	$\sqrt{3}/2$	0,11	see Table 7 (7.2.3)
Repeatability of SIL value	0,10	Normal	2	$\sqrt{3}/2$	0,04	N6)
Transmit antenna mismatch	0,16	U-shaped	$\sqrt{2}$	$\sqrt{3}/2$	0,10	N10)
Receive antenna mismatch	0,16	U-shaped	$\sqrt{2}$	$\sqrt{3}/2$	0,10	N10)
Insertion loss of the adaptor used in SIL measurement	0,06	Rectangular	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	0,03	N11)
Effects of site and masts	0,2	Rectangular	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	0,10	N31)
Antenna separation error	0,03	Rectangular	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	0,02	N13)
Antenna height error	0,03	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,02	N32)
Antenna orientation error	-	Rectangular	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	-	N15)
Effects of phase centre position	0,18	Rectangular	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	0,09	N33)
Polarization mismatch	0,02	Rectangular	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	0,01	N16)
Near-field effects and antenna mutual coupling	0,2	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,12	N34)
Combined standard uncertainty, u_C					0,26 ^b	
Expanded uncertainty, U ($k = 2$)					0,52 ^b	
TAM at a CALTS: see Figure 18 (see 9.4.1), $d = 2,5$ m, $h_i = h_j = 4$ m above a metal ground plane.						
^a Numbered notes are as given by the numbered items in E.2.						
^b The derived uncertainty values are based on the assumption that effects of ground reflection is reduced to less than 0,2 dB as shown in this table by absorbers or by the antennas elevated at a sufficiently high position; otherwise an error of 0,27 dB may be introduced in SIL measurements by ground reflection as described in N31) of E.2.						

9.4.3 Antenna set-up for use with the SAM

The antenna set-up for use with the TAM, described in 9.4.2.1, can be applied to the SAM with the following adaptations.

As stated in 8.3.3, the effects of ground-reflected waves can be largely cancelled when the difference quantity, $(V_{STA} - V_{AUC})$, is calculated. For example, the antenna arrangement without absorbers shown in Figure 18 (see 9.4.1) can achieve an expanded uncertainty less than 0,8 dB.

The critical conditions for the SAM are that the STA has similar mechanical dimensions to the AUC, and that the STA is positioned in precisely the same position as the AUC, especially in the frequency range above 1 000 MHz.

9.4.4 Alternative antenna set-up for site with absorber on the ground

Alternatively, antenna pairs can be mounted at a lower height when absorber is placed on the ground in the region of specular reflection between the antennas. Figure 19 and A.6.1 describe the type and area of absorber. If preferred, antennas can be mounted horizontally

polarized (HP), which for some antenna mounting adaptors makes it easier to maintain the alignment of the pair of antennas along a common axis. A lower height of 2,5 m means that the antennas are within reach of the operator, and can be more easily fixed in place, aligned, and connected to cables; also, the antenna separation can be measured in situ, rather than by a more elaborate method for antennas elevated beyond easy reach of the operator.

Using HP reduces any errors caused by reflections from vertical masts and cables, especially at the lowest operating frequency. The site is validated using the method described in Clause 6 in CISPR 16-1-5:2014. Either the TAM or the SAM can be used for calibrations, following the principles in 9.4.2 and 9.4.3, respectively. Alternatively, the antennas can be calibrated in an anechoic chamber validated according to the method of 5.3.2 in CISPR 16-1-5:2014.

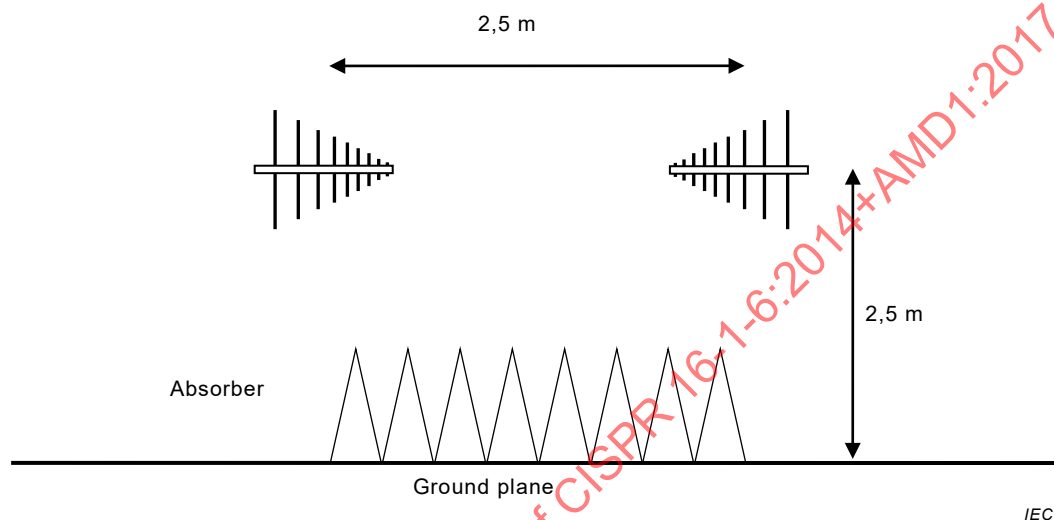


Figure 19 – Set-up for LPDA antennas above absorber

9.5 Calibration of horn and LPDA antennas in a FAR, 1 GHz to 18 GHz

9.5.1 Calibration using the TAM

9.5.1.1 General considerations

Directional antennas at frequencies of 1 GHz and above shall be calibrated using the TAM in a free-space environment ([14], [37]). Because LPDA antennas have significant cross-polarized radiation (i.e. see A.7), especially at the upper end of their frequency band, for lower uncertainties of F_a calibration using two horns as paired antennas is recommended. Because of the lower directivity of an LPDA, the FAR is validated using a horn-LPDA pair, i.e. see 5.2 of CISPR 16-1-5:2014.

While the basic requirements for antenna calibrations are described in Clause 7, information particularly applicable above 1 GHz is given in this subclause and in Annex D.

9.5.1.2 Calibration site

Regarding the quality of the measurement site, it is preferable to use a FAR. To achieve an uncertainty of ± 1 dB or less for horn antenna AFs above 1 GHz, a FAR with dimensions as small as for example 7 m by 4,5 m by 4,5 m, should be sufficient (see Clause 5 in CISPR 16-1-5:2014 for the site validation method).

Alternatively, the methods of 9.4 can be used, or a CALTS with absorbers placed on the ground between the antennas, provided that the site acceptance criterion same as used for a FAR is met. The ambient signals present at a CALTS, as well as losses due to relatively long cables, may require high signal levels to be transmitted; the requirements for permissible transmit signal levels established by local regulatory authorities also shall be observed.

9.5.1.3 Calibration procedures and antenna set-up for use with the TAM

First, the insertion loss of the cables connected via an adaptor is measured, as described in 7.2.2. It is critical that nothing in the measurement system changes between making the direct connection measurement and performing the subsequent antenna-connected measurements. If the measurement system is unstable, perhaps due to worn out cables or poor connections, then the subsequent measurements will be erroneous.

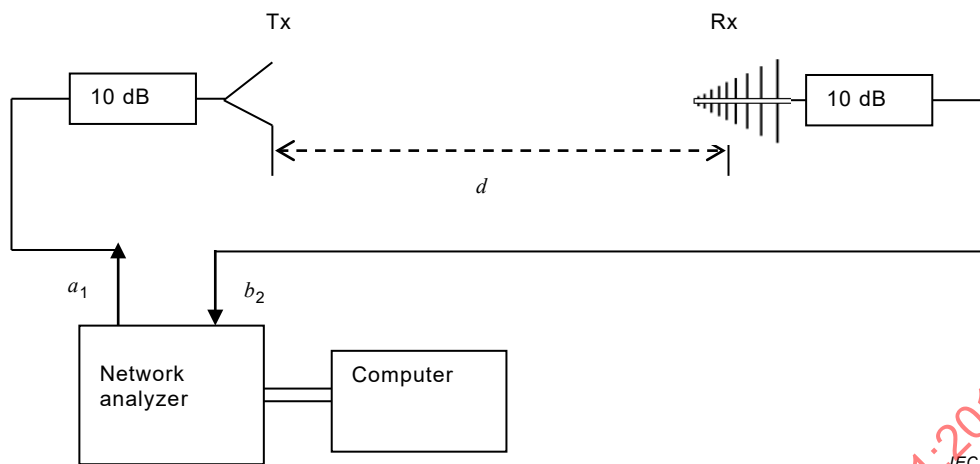
Care shall be taken to align the pair of horn antennas so that their principal axes are collinear. It is also important to ensure that the antennas are polarization matched. The antennas shall be aligned relative to each other's mechanical axis to within 5° (see the NOTE); the mechanical axis for a DRH is the side or centre-line of the internal waveguide ridge, and for an LPDA antenna the reference is the axis of the centre of the dipole elements. A schematic set-up is shown in Figure 20 for the antenna-pair transmission measurements, with the antennas separated by a distance d . Vertical polarization is preferred because the beamwidth in the vertical plane is narrower; therefore the measurement will be less affected by reflections from the floor, which typically is the closest surface to the antennas.

NOTE Some designs of DRH antenna (e.g. [38]) exhibit a shallow null (small decrease of received signal; see also 6.3.4) in the main lobe above 15 GHz. A misalignment of 1° in the H-plane can cause an uncertainty contribution of $\pm 0,3$ dB or more. The sensitivity of alignment in the H-planes and E-planes is determined to quantify the possible uncertainty contribution.

After measuring the insertion loss with the cables connected directly, the cables are connected to the antennas, and the antenna separation adjusted to the required distance. The most common separation distances for calibrations requested by EMC test laboratories are 1 m and 3 m. If a horn antenna is calibrated using two other horn antennas (pairwise measurements), the distance shall be set between the faces (apertures) of the horn antennas (see 7.5.3). If an LPDA antenna is calibrated using paired measurements with two horn antennas, the distance shall be set between the face of the horn antenna and the mid-point mark on the LPDA antenna; see 7.5.2 and 9.4.2 for other details.

After the three transmission measurements have been made, the direct-connection measurement shall be repeated, to ensure significant drift has not occurred in the measurement system, including connectors and cables, and to demonstrate that the measurement results are repeatable. The results of the two direct measurements shall vary by not more than the tolerance allowed (e.g. 0,15 dB), for the frequency range of interest.

Finally, the AF is calculated, using Equation (30) of 7.4.1.1.1 for the TAM.



NOTE The transmission coefficient S_{21} is given by b_2/a_1 , where a_1 is the outgoing signal from analyzer port 1 to the transmit (Tx) antenna, and b_2 is the incoming signal from the receive (Rx) antenna into analyzer port 2.

Figure 20 – Set-up for transmission measurements using a network analyzer

9.5.1.4 Uncertainties of F_a determined by the TAM

Using the method of 9.5.1.3, an uncertainty of less than ± 1 dB ($k = 2$) in AF measurement results above 1 GHz is achievable. As indicated in 7.4.1.1.2 and 7.5, the main uncertainty components are the determination of antenna phase centre at each frequency, reflections between the antennas, multipath interference in an anechoic chamber, measurement instrumentation, and the general characteristics of the AUC. A distorted radiation pattern [particularly above 15 GHz of some DRH flared waveguide designs; e.g. see Figure C.14 c) in C.7.5] will also contribute to the measurement uncertainty; this is important for the AUC as well as for the paired antennas.

The uncertainty associated with the instrumentation can be improved by choosing a low-VSWR signal source and measuring receiver, adding low-VSWR attenuators after antennas, and careful estimate of mismatch uncertainties.

The uncertainty associated with the instrumentation can be improved by choosing a high return loss signal source and measuring receiver [e.g. return loss > 20 dB (i.e. VSWR $< 1,22:1$)], and to antenna inputs adding attenuators with an intrinsic high return loss, e.g. 32 dB (i.e. VSWR $< 1,05:1$). Mismatch uncertainties should be carefully estimated.

Uncertainty components and example uncertainty magnitudes are described in 7.4.1.1.2 and shown in Table 14. The first term is the uncertainty in SIL which is common to all antenna measurements. The sensitivity and weighting coefficients c_i are listed referring to Equation (36).

Table 14 provides an example of a measurement uncertainty budget for antenna calibration above 1 GHz at 3 m separation distance in an anechoic chamber. Typically, EMC DRH antennas have higher measurement uncertainty than classical pyramidal standard gain horn antennas, due to the difficulty of locating the phase centre position for DRH antennas. This condition is due in part to strong mutual coupling, giving rise to standing waves between antennas with 1 m separation; an example of DRH gain is given in D.4. At 3 m separation the mutual coupling is much less, but still significant.

For Table 14, the reference plane of the horn antenna is chosen as the front face of the horn, and the phase centre is accounted for in the AF, as explained in 7.5.3.1. This assumes that the phase centre(s) of the paired antenna(s) used to calibrate the AUC are known. If the phase centres of the paired antennas are not known, the calibration laboratory can provide an estimate of the uncertainty in F_a of the AUC due to the unknown phase centre of the paired

antenna. If the paired antenna is a well-behaved classical standard gain horn, the variation of phase centre with frequency is small.

The phase centre position of a horn antenna is determined as described in 7.5.3. The phase centre for a LPDA antenna is determined by using Equation (55) (see 7.5.2.2). There is uncertainty associated with polarization mismatch, especially for LPDA antennas at the upper end of their frequency range [20].

As shown in Annex F, the mismatch uncertainty from the adaptor during the direct-connection measurement is estimated by using the expression:

$$M_{\text{dB}}^{\pm} = 20 \lg \left[1 \pm \left(2 |\Gamma_p| |S_{11}| + |\Gamma_p|^2 |S_{21}|^2 \right) \right] \quad (60)$$

where S_{11} and S_{21} are given in Table A.2 (i.e. typical type N adaptor characteristics; see A.8.3), and Γ_0 is the reflection coefficient of transmit (Tx) and receive (Rx) ports.

For EMC radiated disturbance measurements, the use of DRH antennas that have dips (i.e. shallow nulls) in the radiation pattern on boresight, e.g. above 15 GHz, is not recommended. If such an antenna is used at such frequencies, it is recommended that a caution statement be included in the calibration report that these dips can contribute large uncertainties (e.g. 6 dB) when this type of horn is used, e.g. for site validations by the methods of IEC 61000-4-22 [5] and Clause 8 of CISPR 16-1-4:2010.

Table 14 – Example measurement uncertainty budget for F_a of a horn antenna measured by the TAM above 1 GHz for 3 m separation in free space

Source of uncertainty or quantity X_i	Value dB	Probability distribution	Divisor	Sensitivity	u_i dB	Note ^a
Common uncertainty component in SIL measurement	0,26	Normal	2	$\sqrt{3}/2$	0,11	see Table 7 (7.2.3)
Repeatability of SIL value	0,10	Normal	2	$\sqrt{3}/2$	0,04	N6)
Transmit antenna mismatch	0,16	U-shaped	$\sqrt{2}$	$\sqrt{3}/2$	0,10	N10)
Transmit antenna mismatch	0,16	U-shaped	$\sqrt{2}$	$\sqrt{3}/2$	0,10	N10)
Insertion loss of the adaptor used in SIL measurement	0,06	Rectangular	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	0,03	N11)
Effects of site	0,2	Rectangular	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	0,10	N35)
Antenna separation error	0,03	Rectangular	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	0,02	N13)
Antenna height error	-	Rectangular	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	-	N23)
Antenna orientation error	0,05	Rectangular	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	0,03	N36)
Effects of phase centre position	0,28	Rectangular	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	0,14	N37)
Polarization mismatch	0,02	Rectangular	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	0,01	N16)
Near-field effects and antenna mutual coupling	0,2	Rectangular	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	0,10	N38)
Combined standard uncertainty, u_C					0,27	
Expanded uncertainty, U^b ($k = 2$)					0,55	

TAM in a free-space calibration site: see Figure 20 (see 9.5.1.3), $d = 3$ m, $h_i = h_j = 1,5$ m above absorbers in a FAR.

^a Numbered notes are as given by the numbered items in E.2.

^b If the major uncertainty components in this table do not follow a normal distribution function, the expanded uncertainty should be evaluated using a computer simulation such as Monte-Carlo method. However, this table shows the combined standard uncertainty given by the RSS calculation, because some calibration laboratories may not routinely perform Monte-Carlo method simulations.

9.5.2 Calibration and antenna set-up for the SAM

The calibration method using the TAM described in 9.5.1.3 can be applied for use with the SAM, and with the following adaptations.

A less strict site validation criterion applies for the SAM than is required for the TAM. Compared to the site acceptance criterion of $\pm 0,3$ dB, given as an example in 5.2.3 of CISPR 16-1-5:2014, the criterion can be relaxed to $\pm 0,5$ dB for the SAM.

The critical condition for the SAM is that the STA is placed in precisely the same position as is used for the AUC; see 8.3.3 for other details.

Annex A (informative)

Background information and rationale for the methods of antenna calibration

A.1 Rationale for the need for several calibration methods and for use of a ground-plane site

For context, the additional material in this subclause applies in particular to the topics of 4.1 and 8.2.

Several methods are given in this standard for measurement of F_a . The antenna calibration methods that yield the lowest calibration uncertainties are the three antenna method (TAM), and substitution by a calculable dipole antenna. A half-wave dipole antenna can be modelled analytically, i.e. as in [39] and CISPR 16-1-5, and numerically over a broad band with great precision [11]. A calculable dipole antenna or an antenna calibrated using either one of these two methods, can be regarded as a standard antenna (STA), which can be used to calibrate other antennas by the standard antenna method (SAM). The standard field method is described in [54], which does not have the advantage of the SAM of cancelling site errors. The SSM with corrections to provide F_a is described in [13].

The site quality requirements for the SAM are less severe than for the TAM (see also 4.3.5). This means that an anechoic chamber can be used with the SAM that may not be suitable for use with the TAM. The calibration site used with the SAM can tolerate more reflections than allowed at a high quality site such as a CALTS; the ground plane does not need to be as large or flat as for the TAM, and therefore is less costly. The mathematics to obtain F_a are much simpler with the SAM than for the TAM, and the SAM equations apply equally in free space or over a ground plane. Field distributions that are slightly non-uniform have similar effects on each similar antenna, and these effects are largely cancelled out in the difference quantity ($V_{STA} - V_{AUC}$) in Equation (51) (see 7.4.3.1) for the SAM.

Despite there being more site errors associated with VP than for HP, an advantage of the SAM is that VP calibrations can be made with lower uncertainties than with the TAM. Additionally an advantage of using VP for calibration is that the effects of mutual coupling to the ground plane are much reduced.

Another reason for using the SAM is that the cost of getting an STA calibrated using the calculable dipole or by the TAM is relatively low, as compared to the cost of owning high-quality facilities and developing the expertise to perform calibrations. An exception to lower costs is a situation that all three antennas are AUCs, then using the TAM could have an advantage of higher productivity. A potential disadvantage of relying on the SAM is that the STA could become damaged, for example in transit, whereas in the TAM each antenna is calibrated anew.

For LPDA antennas, the length of the LPDA AUC is allowed to differ slightly relative to an LPDA STA (over a given frequency range), provided that the antenna separation for the paired antenna is 10 m or more; the uncertainty is small and its size depends on how much the AUC and STA differ in dimension and what separation is used; see the guidance in 8.3.3.

High quality test sites and special calibration methods are a necessary precursor to the development of lower cost methods, and proving their equivalences. Examples are given in this standard of such lower cost methods that are time-saving and straightforward to implement.

An example of a high quality site is a sheet-metal continuously-welded ground plane that is at least 30 m by 20 m in area, and is flat to less than ± 10 mm, and where the reflections from trees, buildings, or the edges of the ground plane cause a deviation of less than $\pm 0,4$ dB in the SIL measured between two antennas separated by 10 m. An uncertainty contribution of 0,4 dB in the SIL generally contributes an uncertainty of 0,2 dB in the AF of each antenna when measured by the TAM. It may be possible to use a smaller ground plane for measurements involving vertically polarized antennas (e.g. see 9.3) because of the reduced coupling to the ground plane. For the calibration of antennas at large heights (e.g. see 9.4), it would be preferable to use a less reflective surface, such as dry ground.

Ideally F_a is measured in a free-space environment. For directional antennas at frequencies above 200 MHz, a free-space condition can be achieved by using an elevated range [14], in which the antennas are high enough above the ground such that ground reflected signals have an insignificant effect on the measurement. The same condition can be achieved by a combination of height selection and suppression of the ground reflected signals.

It is advantageous to have a flat level surface, such as concrete, to aid the positioning of the antennas in height and separation. Ground reflection methods, such as the SSM, require the use of a metal ground plane, and it is convenient to use this as a level platform for antenna set-ups even where a ground reflection is not required. Concrete with coarse reinforcing will give less reflection than sheet metal (or fine mesh), so the height required above concrete to create a free-space condition can be less than above sheet metal.

To ensure reproducible ground reflections, the approach is to have a large flat metal ground plane in which the reflection is quantifiable and can be mathematically removed, such that only the direct signal between a pair of antennas remains, from which F_a can be calculated using Equation (C.22) (see C.3.2). Using horizontal polarization helps, because a uniform H-plane pattern can be assumed, whereas an E-plane pattern may have to be measured (e.g. see C.7). The issue of quantifying the reflection is resolved by measuring the quality of the ground plane, which is best achieved by use of the calculable dipole antenna as described in CISPR 16-1-5.

AF is changed by mutual coupling of the antenna to the ground plane. In the worst case, for a horizontally-polarized dipole antenna resonant at 30 MHz, this change can be as much as 6 dB in the height range 1 m to 4 m (see also A.9.3). Similarly, for biconical antennas the change in AF from ground plane mutual coupling can be up to 2 dB (see Figure C.8 in C.6.1). For an LPDA antenna, the effect of mutual coupling to its ground-plane image is less than $\pm 0,4$ dB above 200 MHz, and can be accounted for by an uncertainty term.

In a radiated disturbance measurement, the height corresponding to the disturbance signal maximum is normally not recorded, so the deviation of AF at a specific height from F_a is dealt with by an uncertainty term. To quantify this uncertainty, it is necessary to measure $F_a(h,p)$. In vertical polarization, the effect of mutual coupling to the ground is very weak and in most cases can be neglected, which is why it is only necessary to measure $F_a(h,p)$ for horizontal polarization. $F_a(h,p)$ is measured only for dipole and biconical antennas, and for hybrids below the transition frequency (see 6.1.2). The coupling of a VP classical biconical antenna around the resonant frequency is significant at 1 m height, but can be neglected at ≥ 2 m in height (see 9.3.1).

A.2 Special measures for calibration of omnidirectional antennas

A.2.1 General

The additional material in this subclause applies in particular to the topics of 4.2 and 8.2, and with more information given in [53].

A.2.2 Difficulties with calibration of omnidirectional antennas

The main difficulty with calibrating dipole-like omnidirectional antennas (tuned dipole, biconical-dipole, bowtie-dipole, etc.) is their very low directivities. A simple dipole has a uniform polar response in the H-plane, which means there will be a strong reflection from the ground when the dipole is placed horizontally polarized above a ground plane. This uniform response has two effects: the more important effect is that the reflected signal can constructively or destructively interfere with the direct signal between two antennas in a SIL measurement, depending on the relative phases (or path lengths) of these signals; the lesser effect is a change in AF, typically of ± 1 dB (e.g. as shown in Figure C.8 of C.6.1 for a biconical antenna), caused by mutual coupling with the antenna image in the ground plane, for a height range of 1 m to 4 m.

In a radiated disturbance measurement, the maximum signal is found in the height range 1 m to 4 m, and up to 120 MHz (see also A.9.3) the biconical antenna is at a height of 4 m; therefore the deviation from F_a will be within $\pm 0,5$ dB. In the frequency range of 30 MHz to 300 MHz, there are practical difficulties and/or high costs involved in positioning antennas high enough above a ground plane for reflections to be insignificant, or to obtain sufficiently good absorbing material to cover the ground plane to reduce image-coupling and the reflected wave.

A.2.3 Minimizing reflections from antenna supports and radiation from cables

The following considerations are associated with the topic of 6.2.5.

The magnitude of reflection from the antenna support depends on the electrical dimensions of the structure. The effect is larger if the longer dimension is aligned with the polarization of the antenna, and is greater proportionate to the more bulk the structure has. The structure should have a minimum of metal parts. For example if the mast carriage, which attaches the horizontal boom to the vertical mast, is less than $\lambda/8$ in dimension, there will be negligible reflection. However at 1 GHz, this carriage could be one wavelength long, and therefore cause an uncertainty of the order of ± 1 dB, which can be reduced by placing the antenna on the horizontal boom at 1 m or more away from the carriage and reducing the bulk of the structure.

Reflections from objects behind the antenna are mainly a problem for omni-directional antennas. The effect of reflections is much reduced for directional antennas depending on their front to backlobe ratios.

Uncertainties of the order of ± 1 dB are attributable to the cable dropping vertically behind vertically-polarized dipole or biconical antennas where the separation between the antenna element and the cable is approximately 0,5 m. Ferrite clamps have limited effect in reducing reflections from cables. Reflections from the cable can be almost eliminated by routing the cable orthogonal to the dipole, which is practical for horizontal polarization.

There is likely to be larger uncertainty in vertical polarization because: a) the main mast structure is vertical, and b) the antenna cable is metallic, and it normally drops vertically behind the antenna. To mitigate adverse effects, the antenna is placed as far forward of the mast and cable as possible. Extend the cable horizontally behind the antenna for at least 5 m, i.e. with the aid of a lightweight plastic mini-mast or polystyrene foam blocks. A sensitivity investigation is performed by extending the cable to 6 m and the SIL is recorded; the extension is then reduced in 0,5 m steps, the SIL recorded, and the difference from the SIL at 6 m noted, until the minimum extension providing the desired uncertainty is achieved.

To quantify the reflections from the mast, the antenna is moved horizontally by at least four increments of $\lambda/8$ relative to the mast, without altering any other aspect of the SIL measurement set-up. This can be achieved by keeping the transmit and receive antennas fixed in space, and moving one mast at a time. The swept frequency amplitude results are

compared: an estimate of the uncertainty contribution is $\pm (A_{i,pp})/2$, where $A_{i,pp}$ is the peak-to-peak ripple in dB.

If there is no room to extend the cable 5 m behind the antenna, e.g. for a set-up in a FAR, one solution is to extend the cable horizontally via a bulkhead connector or small hole in the back wall. Another solution is to press the vertical section of cable into the valley between pyramidal absorbers, on condition that the cable is removed from the absorber when high power is used in immunity testing.

For LPDA and horn antennas, which are directive, uncertainties caused by mast and cable reflections can be considered to be negligible. In case of insufficient directivity (e.g. less than 10 dB front-to-back ratio) these reflections should be considered, for example around the lowest specified operating frequency of an LPDA antenna.

An unbalanced balun on a dipole, biconical or hybrid antenna can cause uncertainties exceeding ± 5 dB when the antenna feed cable is aligned with the antenna elements. This is caused by common mode currents on the cable radiating. If the antenna is inverted, the cable radiation can be in the opposite phase to the antenna radiation, and the difference in readings can exceed ± 10 dB. Placing ferrite clamps on the cable can reduce the cable radiation (see also A.2.4).

Cable reflections and effects of an unbalanced balun could be avoided by using optical fibre attached to a compact RF/optical link at the antenna port.

A.2.4 Field taper and monocone set-up for VP biconical calibration

This material applies in particular to the calibration method of 9.3.

The use of a monocone antenna (rather than e.g. a biconical) to create a ground reflection range to illuminate the AUC reduces the field taper across the vertical aperture of the AUC [31]. Measurement of the field taper is described in 4.9 of CISPR 16-1-5:2014. The field taper is lowest with the lowest practical height of an AUC and the largest separation distance to the monocone. A height of 1,5 m of the centre of a classical biconical antenna is the lowest to ensure that the effect of coupling to the ground plane is less than $\pm 0,3$ dB (which will be lower away from the resonant frequency around 80 MHz). For a separation of 15 m, 2 m is the greatest height above which uncertainty contributions due to field taper in the elevation plane become significant. The shortest range is 10 m with a 1,5 m height, and the recommended range is 15 m with a 1,75 m height.

For smaller ground planes, there is the possibility of reflections from the ground plane perimeter, which will show as a ripple in a plot of F_a against frequency, sometimes referred to as “edge diffraction”. Even after subtraction of $(V_{STA} - V_{AUC})$ in Equation (51) (see 7.4.3.1), a residual uncertainty contribution representing field taper and edge diffraction should be taken into consideration. However if the influence is small, the residual uncertainty contribution may be neglected.

A monocone can be formed by connecting a single biconical element to the end of a coaxial cable via a suitable adaptor (commercially available) and earth the outer conductor to the ground plane. The biconical element can be connected via an adaptor, similar to that in Figure G.1 (see G.1.1), directly to a bulkhead connector in the ground plane that is connected to an underground cable. This automatically ensures a proper earth, and removes the possibility of radiation from an above-ground cable. Collapsible-type biconical elements are recommended for the monocone, i.e. six rods in a conical arrangement, because above 200 MHz the performance of this type of antenna element degrades less compared to conventional rigid cage biconical elements incorporating a cross-bar (see also A.4.3). The rod length is typically 0,62 m, but can be longer to give more signal. If necessary, use a plastic framework to support the monocone element upright.

Alternatively, the monocone antenna can comprise a commercial 4:1 (i.e. 200 Ω to 50 Ω) biconical antenna balun, with one biconical element omitted and its socket placed on the ground plane. The antenna will be unbalanced, which will cause common mode currents on the feed cable; if this cable is above the ground plane it will radiate and can interfere with the intended calibration of the antenna. The outer conductor of the balun should be connected to the ground plane.

In both the above set-ups, to overcome an imperfect earth, a further measure is to put ferrite clamps on the cable. A ferrite clamp should be placed at the point of connection to the monocone, and additional clamps placed approximately 0,2 m apart along the first 4 m of the cable. The cable should be routed away from the line between the antennas.

A.2.5 Use of HP or VP in a FAR

Calibrations of antennas in a FAR should be independent of polarization. HP is normally preferred because the antenna is orthogonal to the vertical mast and cable, which will reduce the magnitude of reflections from them. VP may be preferred, especially for directive antennas, if the antenna is to be at an accessible height and therefore near the floor; this takes advantage of the greater directivity in VP, therefore directing less signal to the floor.

Whichever polarization is selected, the site validation should be carried out in that polarization. In a perfect FAR, and with no reflections from the mast and cable, the site validation results would be identical for both HP and VP. However, for an imperfect FAR, it could be that the results are better for one polarization than the other, and this could be a deciding factor on the polarization to use for the calibration of antennas.

A.2.6 Substitution where the STA is the same model as the AUC

For the SAM, where the STA is the same model as the AUC, it is possible to determine F_a of an AUC in a free-space environment with a less strict validation criterion (see also A.9.4). The method can be performed over a ground plane, even though the AUC is affected by mutual coupling with its ground plane image. Because the STA will be affected in the same way, the F_a of the STA can be imparted to the AUC, as shown in Equation (51) (see 7.4.3.1).

This method is particularly useful for manufacturers that are calibrating several of the same model of antenna. It is best that the AUC (and therefore the STA) is not too close to the ground plane, because the stronger the coupling the more carefully the STA has to be positioned in exactly the same location as the AUC. It is recommended that the antennas be placed at a height above the ground plane of ≥ 2 m or $\geq \lambda/2$, whichever is greater.

This method can be extended to other models of AUC that are sufficiently similar to the STA (i.e. see 8.3.3), provided this similarity is confirmed by using a free-space method to calibrate the AUC (as a one-off exercise to prove that other AUCs of the same type can be calibrated in this way).

A.3 Calibrations using broadband calculable dipole antennas

A.3.1 Disadvantages of tuned dipole antennas

This subclause is associated with 3.1.1.9. A tuned dipole is one that is tuned to a length just less than one half-wavelength for frequencies at which it is required to resonate. The intention is that the resonance is achieved in free-space conditions, i.e. where there is negligible mutual coupling of the dipole to its surroundings, and the input impedance has zero reactance.

The reason for the original choice of the tuned dipole as the reference antenna for CISPR radiated disturbance measurements is that its AF can be calculated using a simple formula to an uncertainty as low as $\pm 0,5$ dB, including the balun loss. Also, tuned dipole antennas are relatively easy to construct. A problem arises with the way the tuned dipole is subsequently

used above a ground plane, in that there is a strong interaction with its image in the ground plane which is not accounted for in the simple formula for the free-space AF, especially for the lower part of the VHF range (see also A.9.3).

Another disadvantage of the tuned dipole for making measurements at many frequencies is that its length has to be adjusted mechanically (tuned) for every frequency of use. This is unnecessarily laborious when alternative calibrated broadband antennas with appropriate calibrations are available.

A.3.2 Advantages of broadband calculable dipole antennas

This subclause is associated with 3.1.1.4 and 8.3. A more straightforward, and more accurate, way to measure the F_a of an antenna at different heights is to use a broadband calculable dipole or calculable biconical antenna as the STA in the SAM. Details of a calculable dipole antenna are given in CISPR 16-1-5, and e.g. references [26], [46], [47], [52], [57]. The broadband performance of a specific design of calculable dipole antennas is described in [11].

Calculable dipole antennas can be validated in a FAR [10]. Two near-identical dipoles are separated by as short as $\lambda/10$ apart, which means that site reflections are negligible compared to the strong coupling between the dipoles. If the two dipoles are measured to be identical by substitution, the uncertainty in the AF is half the difference between the predicted and measured SIL results.

A.3.3 Disadvantages of calculable dipole antennas

The major concern of calculable dipoles is the estimation of their accuracy. Though analytical and numerical calculations (i.e. very different methods) give agreement of better than 0,03 dB for the AF of resonant dipoles, the deviation of the predicted result to the measured result has to be confirmed. By their nature, measurements have measurement uncertainty, so it can be difficult to distinguish between the imperfections of the dipole validation measurement and the imperfections of the dipole.

Calculable dipoles can be more sensitive to damage compared to regular dipoles, because the design is optimized for accuracy rather than robustness.

A.4 Rationale for F_a and biconical/LPDA antenna cross-over frequency

A.4.1 Rationale for F_a

This additional material applies in particular to the topic of 4.2. For the measurement of radiated disturbances in a FAR, which approximates to a free-space environment, the appropriate AF to use is F_a . However for radiated disturbance measurements above a ground plane, for most antennas the magnitude of the AF will vary, depending on antenna height and orientation with respect to the ground plane. The AF varies quasi-periodically about F_a during a height scan; see e.g. Figure C.6 to Figure C.9 (C.6.1). To avoid practical problems with implementing multiple AFs relating to antenna height, polarization and distance from the EUT, F_a is chosen as the best compromise, which tends to limit uncertainties. The effects of the parameters of the preceding sentence are included in the measurement uncertainty budget for the measurement of radiated disturbances.

Whilst it is feasible to measure $F_a(h,p)$ for each height at which a signal maximum occurs in the height scan of an EMC emission test, in practice it is sufficient to obtain the AF at a sample of heights, and to use the variation of AF with height as the basis for calculating related measurement uncertainties. This is in contrast to the SSM (i.e. see 8.4), which employs height scanning in which the information about the variation of AF with height is not obtained. The variation of AF with height above a ground plane is treated as an uncertainty contribution in CISPR 16-4-2 [3]. Generic data quantifying these variables should be provided by the antenna manufacturer for each antenna model.

The mutual coupling between a horizontally-polarized dipole antenna and its image in the ground plane is significant when the antenna is at a height generally below $2,5\lambda$, at the frequency of interest. The use of vertically-polarized biconical and hybrid antennas at heights ≥ 2 m above a metallic ground plane does not require consideration of such a source of uncertainty, because the mutual coupling between the vertically-polarized antenna and its image in the metallic ground plane is so weak that the perturbation in the AF from F_a is too small to quantify. The same consideration applies to LPDA and hybrid antennas above 200 MHz, for HP as well as VP. Resonant dipole antennas are more sensitive to coupling, and for VP the centre of the antenna should be greater than $0,75\lambda$ above the ground plane.

Item g) of 7.4.2.2 states there is an uncertainty associated with the antenna directivity. Knowing the directivity requires measuring the radiation pattern of the antenna, which can be costly. If the pattern is not available from the antenna manufacturer, an alternative is to model the antenna and compute the radiation pattern. If the AF predicted by the model is within ± 1 dB of the measured AF over the antenna's specified frequency range, and having made corrections for ohmic loss of the antenna, the model is considered good enough to predict radiation patterns for the purposes of EMC testing.

The model is also good enough to predict the changes in AF with height above a ground plane. At heights of more than 3λ , the effects of mutual coupling of the horizontally polarized antenna with its image are negligible, giving the free-space antenna performance. The computed results of radiation patterns and variation of F_a with height can be used to calculate measurement uncertainties caused by these effects.

A.4.2 Cross-over frequency from biconical to LPDA antennas

This additional material applies in particular to Table 2 (see 4.5). The manufacturer's specified operating frequency range for the majority of EMC biconical antennas is 30 MHz to 300 MHz, and for LPDA (not hybrid) antennas is 200 MHz to 1 000 MHz. Users expect their antennas to be calibrated over these ranges. For optimum performance and reduced uncertainties, it is recommended to use ranges of 30 MHz to 250 MHz, and 250 MHz to 1 000 MHz respectively.

There can be slightly higher errors with biconicals above 260 MHz because of the need for a cross-bar to suppress a large resonance; see A.4.3. Figure C.8 (see C.6.1) shows the deviation of $F_a(h)$ from F_a decreasing with height, but this trend does not continue above 260 MHz, reinforcing the recommendation to use cage biconical elements only up to 250 MHz. Also LPDA antennas below 250 MHz are longer, and therefore will have higher phase centre errors if not corrected for.

NOTE The cross-over frequency for calibrations of biconical and LPDA antennas, as discussed in the preceding paragraph, generally is considered separately from the transition frequency for hybrid antennas (which is typically in the range of 140 MHz to 240 MHz; see 6.1.2).

A.4.3 Biconical element designs

This additional material applies in particular to the topic of 9.3; see also 3.1.1.2. The best electrical performance is obtained using a spun metal cone, or open elements forming the shape of a cone, otherwise known as collapsible elements [9]. The preference for the open element structure equally applies for the monocone antenna used in the calibration method of 9.3.

A more robust biconical element design, and the most popular, is to join the tops of the six elements and introduce a seventh central pillar to form a rigid cage. However, this design has a narrow band resonance greater than 5 dB in magnitude at around 287 MHz, caused by the cage acting like a cavity resonator. This was cured by introducing one cross-bar, which pushed the resonance just above 300 MHz. Unfortunately, for some designs the resonance is not pushed high enough, resulting in a steep gradient of AF above 290 MHz, which is more sensitive to changes in the cage dimensions due to manufacturing tolerances or mishandling. Also, measuring responses with steep gradients can lead to poorer measurement reproducibility and higher measurement uncertainties.

A single cross-bar makes the cage asymmetric, and above 260 MHz causes non-uniformity of the H-plane pattern, and a small glitch in AF at around 220 MHz. To improve the reproducibility of AF, it is recommended to standardize the orientation of the cross-bar by aligning it coplanar with the axis of the balun pole. In the case of screw-thread elements, it is recommended to mark one element and side of the balun, then during antenna assembly screw the marked element into the marked side of the balun.

A.5 Sources of increased uncertainty in measurement of F_a by the SSM

This additional material applies in particular to the topic of 8.4.1. The SSM uses a height scan of one of each pair of antennas to circumvent destructive interference of the direct and ground reflected signals. A further uncertainty is included in the measurement uncertainty budget for F_a to account for the measurement method not using a free-space environment [see also N18) of E.2]. According to the definition of antenna factor as a measurand, correction for systematic error can be applied to reduce its uncertainty [13]. However, the errors cannot be fully compensated by these means, and a residual error remains.

It is not possible to rigorously calculate the F_a for each antenna of the three used, so it serves no purpose to designate which antenna will be only height scanned, or which antenna will only be at a fixed height (see also 7.4.2.2). This indefiniteness also implies an increased uncertainty for F_a . Also there will be a larger uncertainty if the three antennas are of different designs, particularly in the case of a mixture of 50 Ω and 200 Ω baluns for biconical antennas, because of the significant difference in mutual coupling with the ground plane image (see e.g. Figure C.7 and Figure C.9 in C.6.1).

A ground plane (i.e. for an OATS) was originally introduced to achieve reproducibility in EMC radiated disturbance measurements. According to ANSI C63.5 [13] an OATS is validated using calibrated antennas. However this poses a problem because a validated OATS is required on which to calibrate the antennas.

One attraction of the SSM is that it resembles the method of measurement at an OATS for radiated disturbances in CISPR 16-2-3 [2]. This means the AFs are tailored to the end-use conditions, but only for horizontal polarization using a separation of 10 m according to [13]. The potential benefit is that the AFs so obtained will include effects of mutual coupling to the ground image, and effects of any radiation pattern differences between the AUC and the infinitesimal dipole, as assumed in the NSA formulation. However, closer examination shows that there is a benefit in measurement accuracy only when the method of calibration very closely resembles the radiated disturbance measurement method.

For example, small EUTs placed at a height of 1 m above the ground plane can be represented in the calibration by an antenna placed at a fixed height of 1 m. Problems with the rationale that SSM replicates the conditions of a radiated disturbance measurement are the following:

- a) For a horizontally-polarized biconical antenna, the fixed-height antenna becomes the scanned antenna in one of the three antenna pairs, so its AF is not the same for the SA test with each pair, due to changes in mutual coupling with its image. Figure 11 (see 7.4.2.1) shows the combination of pairs as (2,1), (3,1), (3,2). Because of the indefiniteness of the SSM, other combinations are admissible, such as (1,2), (2,3), (3,1), which allows each antenna to be at a fixed and at a variable height. However, the choice of combinations is understood to have a minor effect on the end result. Corrections can be added as indicated by Equation (59) (see 8.4.3) that reduce the uncertainty of F_a ; see also the text in the last paragraph of this subclause.
- b) A second source of error is that the height of maximum signal may differ from the theoretical height used to calculate the parameter $e_0(i,j|H)$ in Equation (41) (see 7.4.1.2.1) that is used in the calculation of AF. The parameter $e_0(i,j|H)$ is based on the SIL between a pair of Hertzian dipole antennas, which have a fixed phase centre at all frequencies, and a cardioid radiation pattern. This model is similar for biconical antennas,

but differs significantly for LPDA antennas. An error in the predicted height makes for an error in the subtraction of the ground reflected signal from the total received signal.

- c) A third source of error is the phase centre variation with frequency of an LPDA antenna when placed at a fixed-height position, which does not resemble the behaviour of an EUT in an emission test. In the frequency range 200 MHz to 1 000 MHz, the uncertainty of this phase-centre effect is of the order of $\pm 0,2$ dB when a measurement distance of 10 m is used, but is about $\pm 0,8$ dB for 3 m distance, and the uncertainty gets proportionally higher for longer antennas such as hybrid antennas.
- d) Antenna factors measured by the SSM using 10 m antenna separation will incur errors of up to ± 2 dB if used for radiated disturbance measurements at 3 m distance. The main contributors to these errors are the deviation from the reference 3 m due to phase centres of LPDA and hybrid antennas, and the deviation from boresight as illustrated in Figure A.1 (see A.5). It is not straightforward to correct for phase centre because the SSM does not account for phase centre, but measures relative to the mid-point of the LPDA (see also 7.5.1 and A.6). Even if used for radiated disturbance measurements at 10 m, there is still an error due to the phase centre of the paired LPDA antenna used in the calibration. In contrast the electric field strength measured using F_a calibrated in a free-space environment can be accurately corrected for use at different distances using the method of A.6.2.

Figure A.2 shows plots of F_a of a 200 Ω biconical antenna measured by the free-space method of 9.3 and the SSM of 8.4 on a high quality CALTS. The plots differ by up to 0,8 dB; the dip at 224 MHz is a resonance associated with the cross-bar. Figure A.3 shows the same results, but with corrections to F_a by Equation (59) (see 8.4.3). The corrections improve the agreement to within 0,3 dB up to 200 MHz and 0,4 dB up to 298 MHz. These results are for only one model of biconical antenna using correction factors from computer simulation of that model; in the general case where a generic simulated model is used for a number of different physical models of antenna, the differences could be larger.

Therefore, for F_a measured by the SSM to be deemed F_a as measured in free-space conditions, an uncertainty of 0,5 dB should be added to the SSM F_a , as shown in Table 9 (see 8.4.4). The additional uncertainties for LPDA and hybrid antennas are 0,5 dB and 1,2 dB respectively (see 7.4.2.2).

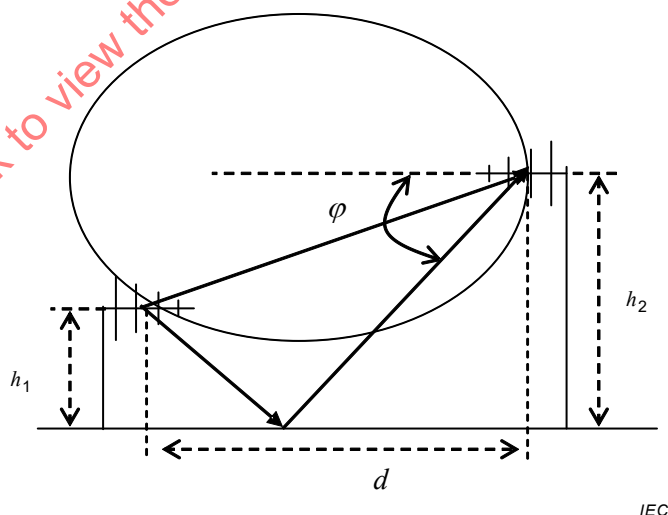
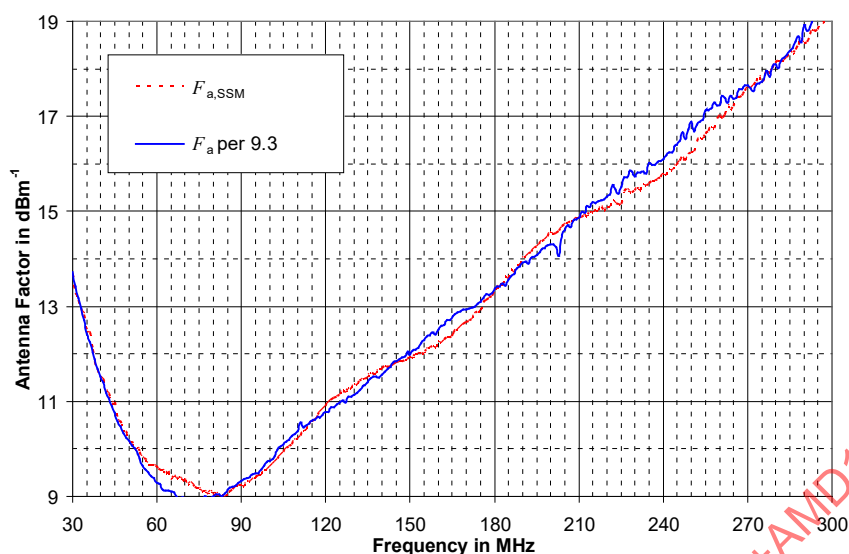
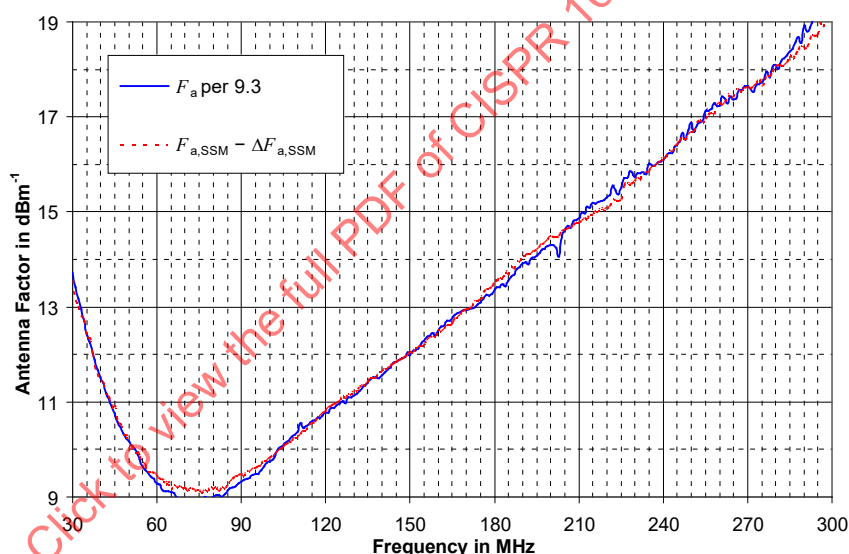


Figure A.1 – Illustration of the angles of the electromagnetic rays subtended from the scanned LPDA antenna to the fixed height LPDA antenna and to the ground plane



IEC

Figure A.2 – F_a of biconical antenna with 200 Ω balun measured by the VP method of 9.3, and by the SSM method of 8.4 without correction



IEC

Figure A.3 – F_a of biconical antenna with 200 Ω balun measured by the VP method of 9.3, and by the SSM method of 8.4 with correction

A.6 Calibration of LPDA antennas using smaller separation distances

A.6.1 Calibration of LPDA antennas using smaller separation distances

This additional material applies in particular to the topic of 9.4. The majority of LPDA antennas used for EMC testing have a design low frequency of 200 MHz, and a very common design has a length of approximately 0,55 m between the elements resonant at 200 MHz and 1 000 MHz (see 7.5.2.1). The separation distance between the elements resonant at the same frequency of a pair of antennas should be at least two wavelengths, to ensure a mutual coupling error of less than about 0,2 dB.

The wavelength at 200 MHz is 1,5 m, so for a pair of antennas a separation of 2,5 m between the manufacturer's reference positions, or the mechanical centrepoints, should be sufficient. This distance enables free-space conditions to be achieved relatively easily, either by placing the antennas at least 4 m above ground, or at a more manageable height of 2,5 m and with 1 m high pyramidal absorber covering an area of 2,4 m by 2,4 m on the ground between the antennas (to attenuate the specular reflected wave). The error in F_a due to uncorrected phase centres is discussed in A.5 c).

At the lower height of 2,5 m, it is easier to measure the separation between the antennas, and to establish lateral and horizontal alignment of the antenna pair. The key to make this method effective is that the phase centre positions of the antenna are known at all measurement frequencies (see 7.5.2). When calculating F_a , the separation distance between the phase centres is used, rather than a fixed distance, say at the mid-point of the antenna boom length as used in the SSM.

A.6.2 Correction of electric field strength to account for phase centre of LPDA antennas

In an EMC disturbance measurement the electric field strength is required at a given distance from the front face of the EUT. If the electric field strength is measured at a different distance, it can be corrected for the desired distance. As an example, consider a typical LPDA antenna that has a separation of approximately 0,6 m between the dipole elements that are responsive to the field at 200 MHz and at 1 000 MHz. For the measurement of the emission at a distance $d = 3$ m from the EUT, at a frequency of 200 MHz the electric field strength will be measured at a distance of approximately 3,3 m from P2 shown in Figure A.4, according to the value of d_{phase} in Equation (A.2), where P2 is the front face of the EUT.

For a given frequency, the following correction, ΔE in dB, is added to the measured field strength:

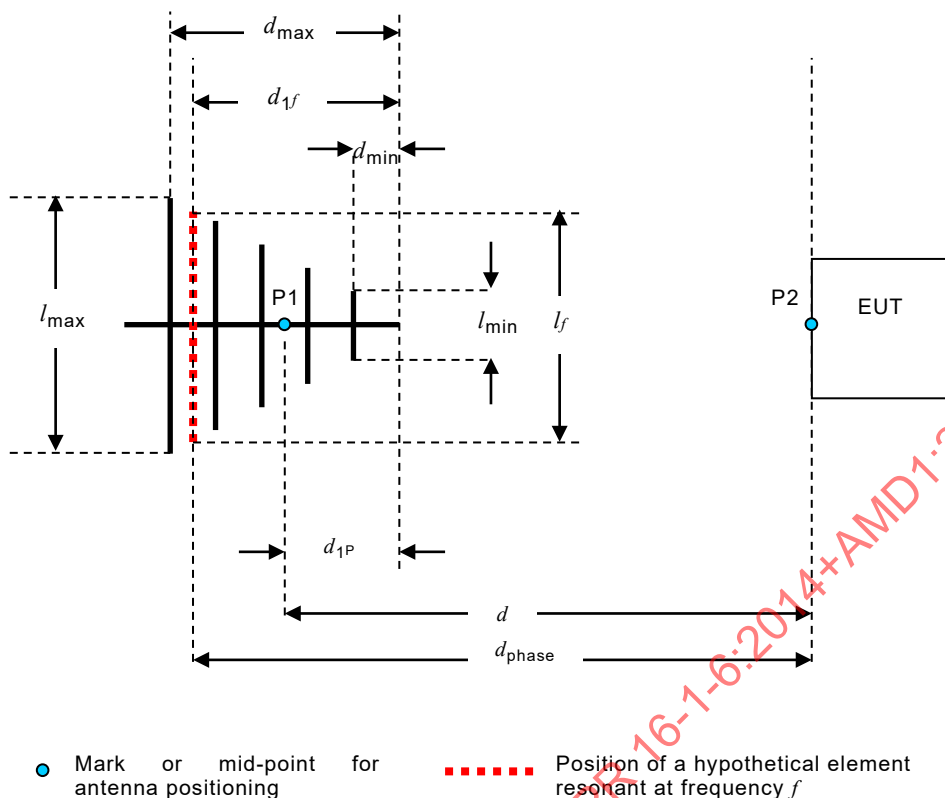
$$\Delta E = 20 \lg \left(\frac{d_{\text{phase}}}{d} \right) \quad (\text{A.82})$$

Referring to Figure A.4 the distance from P2 to the resonant element at a given frequency, d_{phase} , is given by Equation (A.2). P1 is the manufacturer's mark or the centre of the antenna, d_{1P} is the distance from the tip of the antenna to P1, and d_{1f} is the distance from the tip of the antenna to the phase centre position at frequency f .

$$d_{\text{phase}} = d + (d_{1f} - d_{1P}) \quad (\text{A.83})$$

It is assumed in Equation (A.1) that the field point is in the far-field of the antenna. If a near-field correction is needed (usually for $d_{\text{phase}} < \lambda/2$), the near-field Equation (8) in CISPR 16-1-4:2010 can be used. See 7.5.2.2 for more details, including corrections for tapered LPDA sections of hybrid antennas. Linear interpolation is used to estimate the phase centre position for frequencies between the resonant frequencies of the elements at the ends of the operating frequency range.

NOTE Because an antenna calibration laboratory has to use the phase centre equations in the calibration of LPDA antennas, it is little extra effort to provide field strength corrections for radiated disturbance measurements at specific distances (e.g. 3 m and 10 m) as part of the calibration measurement report. The correction can be included in the AF, which is then specified to be used at that particular distance. This can be provided if requested by a laboratory.



IEC

Figure A.4 – Separation distance relative to the phase centre of an LPDA antenna

A.7 Cross-polar discrimination of LPDA antennas

This subclause is associated particularly with 6.3.3 and 9.4. Most LPDA antennas are constructed with the two dipole half-elements placed in echelon. This causes a decrease in cross-polar rejection performance that is worst at higher frequencies, where the displacement of the two elements from a straight line is a larger proportion of the element length. The criterion for at least 20 dB cross-polar discrimination is given in CISPR 16-1-4. If this criterion is exceeded, the error should be accounted for in the measurement uncertainty budget.

Some LPDA antennas are available whose elements are co-planar, which is achieved by bending each dipole half-element near the boom. This design exhibits an excellent cross-polar performance, i.e. better than 20 dB up to 1 GHz. Other types of LPDA antenna design use tapering of the dimensions of the boom tubes, so that spacing between the two booms is smaller at the higher frequency end, thereby successively reducing the separation between the dipole-element planes.

Another means to achieve good cross-polar performance is to use a V-type LPDA structure, in which the antenna is made up of two LPDAs joined at their apex and separated at the lower frequency elements to form an overall V-shape. The cross-polar response of one LPDA largely cancels that of the other. Another property of this design is that the beamwidths of the E-plane and H-plane patterns are more similar.

Hybrid antennas that cover the frequency range 30 MHz to 6000 MHz are most likely to have a poor cross-polar performance above 3000 MHz. In the worst case, the antenna will show a higher signal when cross-polarized to a source than when co-polarized. This could compromise a radiated disturbance measurement which requires the maximum signal from measurements with the antenna horizontally and then vertically polarized. Furthermore it is common practice to calibrate antennas comprising an LPDA with similar antennas. When the

paired antenna(s) have poor cross-polar rejection, it is not possible to know the cross-polar performance of the AUC (see 6.3.3).

A.8 Tips for measurement instrumentation

A.8.1 Signal-to-noise ratio

This subclause supplements 6.2.4. There are two common definitions used to specify the noise level. The first is the displayed average noise level (DANL), which is found by averaging several noise traces. The DANL is widely used in the datasheets of spectrum analyzers. The second is the result of max-hold on several noise traces, which gives a level 11 dB higher than the DANL. To keep the error caused by receiver noise in the range of 0,1 dB, the signal level to be measured shall be kept at least 45 dB above the DANL, or equivalently 34 dB above the max-hold noise level.

For explanation of DANL, the uncertainty contribution of receiver noise depends on the attenuation to be measured. To measure the dynamic range of a VNA, first S_{21} is measured with both ports connected. Then both ports are terminated and S_{21} is measured several times, taking the log average of these measurements. The difference between the two values of S_{21} is defined as dynamic range. A similar procedure is used for spectrum analyzers where the DANL is defined. A step attenuator connected to a VNA is used to measure the behaviour of noise. For each attenuation step, S_{21} is measured several times [41]. Figure A.5 shows the statistical properties of these sweeps (minimum, maximum, and mean value) – the higher the attenuation to be measured, the larger the spread of the traces.

The standard deviation of S_{21} is taken as a measure of the noise influence; see Figure A.6. The standard deviation follows a 20 dB/decade rule until the dynamic range is reached. After normalization (see Figure A.7), the results can be used to estimate the noise influence. During antenna calibration, the required attenuation as well as the dynamic range needs to be determined, which is used to calculate the SNR. From Figure A.7, the standard deviation ($k = 1$) is used as the uncertainty contribution for noise influence for the measurement uncertainty budget.

If a low-noise amplifier (LNA) is used, the SNR is improved by the difference of the noise figure of the VNA and the system noise figure. Generally the noise figure of a VNA is large, requiring a LNA with a high gain [42]. This estimation is valid for thermal noise only. To investigate the influence of interfering noise, other procedures can apply.

Regarding broadband noise, the impulse bandwidth should be considered, and the pulse parameters of the interferer, which is a somewhat complex issue. However, the impact of broadband signal interference can be reduced to the narrowband case (described in the preceding paragraphs) by using a narrow resolution bandwidth setting for the measurement. Another factor to consider is that the signal in a S_{21} measurement using a VNA is phase locked, which may have some advantage in reducing the sensitivity to ambient communications and broadcast RF signals.

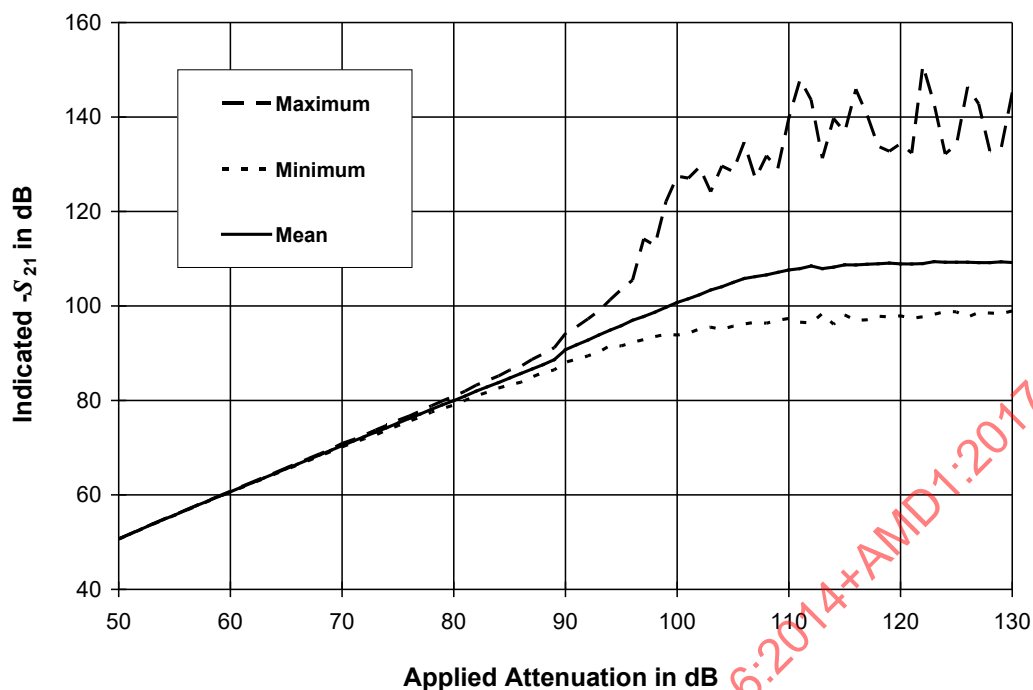


Figure A.5 – Statistical properties of multiple S_{21} sweeps
(minimum, maximum, and mean value)

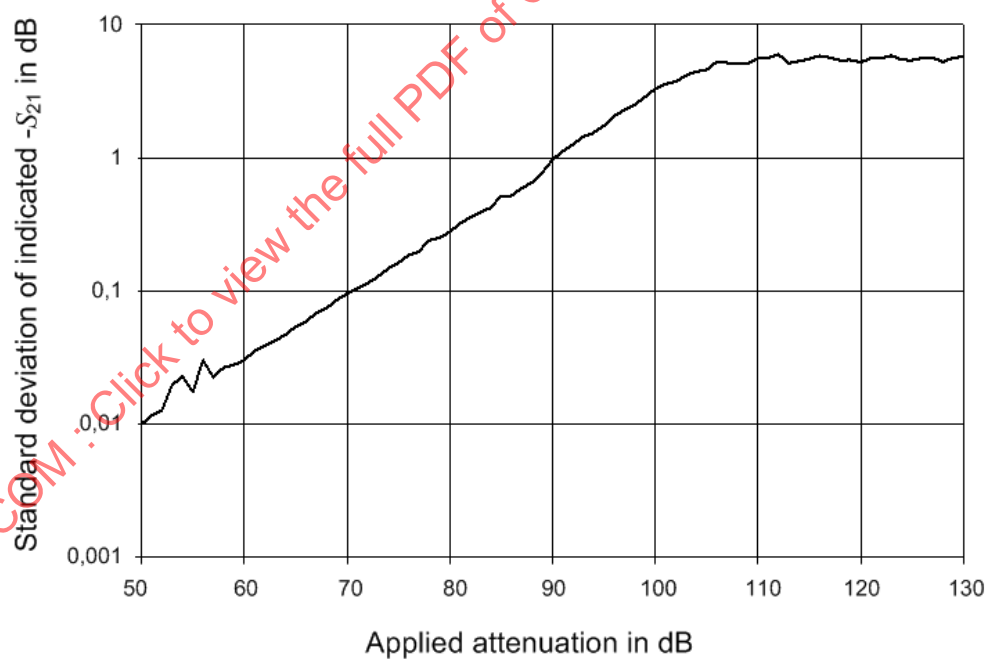


Figure A.6 – Standard deviation of S_{21}

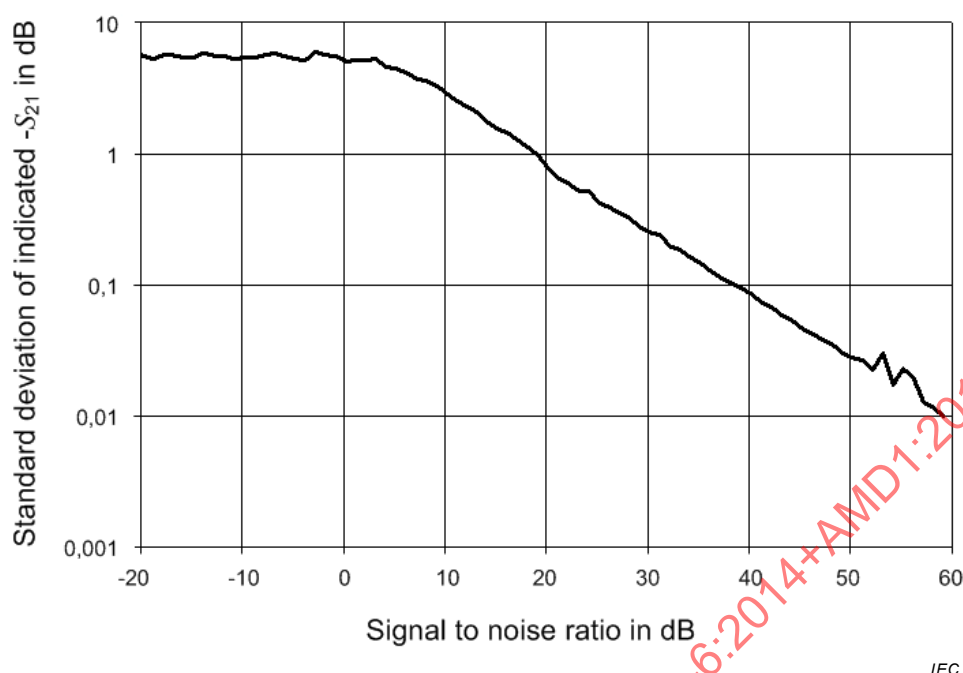


Figure A.7 – Normalized standard deviation of S_{21}

A.8.2 Connector pin depth

Care is needed when fastening RF coaxial connectors to attenuators, cables and antennas (see e.g. [6] and [22]). A protruding male pin can damage the female pin of an antenna. The input connector should be clean and dry. The correct pin depth should be checked, and the connector repaired where the manufacturer's tolerance is exceeded. Table A.1 gives type N connector pin depths.

Table A.1 – Example type N male and female connector pin depths and tolerances using a type N pin-depth gauge

Example type N connector	Pin depth mm
Male	–0,05 to +0,5
Female	–0,05 to +0,25
NOTE See IEC 61169-16 [6] about different versions of type N connectors.	

A.8.3 Effect of added adaptor in a “cable-through” measurement

This subclause applies especially above 1 GHz. Because most antennas used for EMC measurements employ mated (male and female) connectors, an adaptor is usually required to connect together the transmit and receive cables with their matching attenuators, for a “cable-through” measurement. The adaptor is not used in the antenna measurements, but its loss is less than 0,1 dB in good quality adaptors, and can be corrected for or accounted for in the measurement uncertainty budget.

In general, good quality type N adaptors can be obtained with precision connectors, whose characteristics meet those given in Table A.2 over the frequency range 1 GHz to 18 GHz. The effect of such an adaptor can readily be treated as an uncertainty, because it will be small compared to other uncertainties. However, adaptors wear out through use, and their characteristics can change markedly; periodic measurement of the S -parameters of the

adaptor is necessary to determine the magnitude of their uncertainty contribution [see also N11) in E.2].

Table A.2 – Typical type N adaptor characteristics

Parameter	Loss dB
$ S_{11} ^2$ or $ S_{22} ^2$	Return loss > 26,0
$ S_{12} ^2$ or $ S_{21} ^2$	Insertion loss < 0,1

A.8.4 Compression level

When using a network analyzer, the received signal, b_1 , should remain below the compression level during the direct connection measurement, but the reference signal, a_1 , should be sufficiently high to retain phase lock. This applies especially above about 10 GHz, where cable attenuation may be high.

A.8.5 Source power slope function above 6 GHz

A useful feature on some source-receiver systems, or network analyzers, is the ability to apply a slope function to the source power. This can be used to good effect to help to compensate for the increased cable loss as the frequency increases, e.g. above 6 GHz.

A.8.6 Frequency increment for detection of resonances

A swept frequency SIL measurement is performed using the AUC and a broadband paired antenna, to check for occurrences of narrowband resonances that are caused by the AUC. The broadband paired antenna should be free of resonances; small biconical antennas or broadband dipoles are recommended for use in this test. The measurement needs to be able to discriminate resonances with a resolution narrower than 1 MHz. If a resonance cannot be removed by durable mechanical adjustments, the AF should be measured at small enough frequency intervals so as to detect the peak of the resonance. An uncertainty contribution should be ascribed, or an exclusion applied over the bandwidth of the peak, and adding a cautionary note in the calibration report that the frequency of the peak may be unstable.

NOTE For LPDA and hybrid antennas where resonances arise after the original calibration, disassembling and cleaning the joint between the dipole elements and the feed transmission line to which they are connected can improve the RF conductivity, and reduce the resonance. Poorly designed antennas may have permanent narrowband resonances that cannot be removed by cleaning.

For antennas with sharp changes in the gradient of AF versus frequency, it is necessary to use a smaller frequency increment than required by 6.1.1, to reduce the uncertainty of interpolation of F_a at frequencies between the measured points. Where there is a very sharp resonance, a frequency resolution around the resonance of 0,1 MHz may be required to capture the magnitude. Resonances can shift in frequency with usage of the antenna, so special attention is needed regarding the value of F_a at the resonant peak.

A.8.7 Return loss or VSWR

A plot of return loss or VSWR that is obviously very different from the plot when the antenna was new, and/or as shown in the manufacturer's instruction manual, indicates that the antenna may not be suitable for calibration. A plot of return loss can reveal changes to the antenna in the form of appearance of a resonance over a narrow bandwidth. If an anomalous resonance is found, a SIL measurement should be performed using a small frequency increment, to assess the impact this will have on the AF (see 6.1.1).

Measurement of return loss is less time consuming than a measurement of AF. If the return loss differs obviously from the manufacturer's value, the operator may decide to quit the calibration, after having confirmed this with the owner of the antenna. The antenna should then be repaired and re-submitted for calibration.

The reflection coefficient, S_{11} , at the antenna port of the AUC is measured across its operating frequency band via swept frequency measurement, applying the guidelines of 6.2.5 for masts and cables, when the AUC is located either:

- in a free-space environment, or
- horizontally polarized at a height of 2 m above a ground plane.

The VSWR of the AUC, designated as s_{wr} , is calculated using Equation (A.3), which also lists the equivalent return loss.

$$\text{return loss} = -20\lg(|S_{11}|), \text{ and } s_{wr} = \frac{1+|S_{11}|}{1-|S_{11}|} \quad (\text{A.84})$$

The antenna is mounted on a mast in a similar manner as for measurement of AF, e.g. as shown in Figure 7 or Figure 8 (see 7.2.2), but without the paired antenna and its mast. A one-port reflection calibration of a VNA at the end of the cable to be connected to the antenna is performed. The cable is connected to the antenna and S_{11} is recorded. This is converted to return loss or VSWR using Equation (A.3).

A.9 Uncertainty considerations

A.9.1 General

This subclause is associated particularly with 4.4.

A.9.2 Achievable uncertainties for F_a

Certain assumptions about the AUC can be made and included in the calibration uncertainty evaluation, as long as the assumptions are documented and provided with the evaluation itself. Of particular interest is the estimation and inclusion of the site imperfections in the overall measurement uncertainty.

The tolerance allowed for the validation of a CALTS in 4.5.3 of CISPR 16-1-5:2014 is ± 1 dB, which takes account of several other uncertainty components besides site imperfections. A site that satisfies this requirement contributes an uncertainty from the site alone of significantly less than $\pm 0,5$ dB to an antenna factor calibration. The rationale for the 0,5 dB is that site validation is based on SIL which involves two antennas, so the uncertainty assigned to one antenna is roughly half this value, or less if other components, particularly mast reflections, take a significant share of the total SIL uncertainty.

Using the methods described in this standard, an uncertainty of ± 1 dB ($k = 2$) for the F_a determination is typically achievable, but less than $\pm 0,5$ dB is achievable with due care. This measurement uncertainty figure is to give an idea what can be achieved without a disproportionate increase in resources, and following the guidelines in this standard to achieve the lowest uncertainties in all the constituent parts.

A.9.3 Uncertainties of dipoles above a ground plane

The AF of a horizontally-polarized tuned dipole antenna can change by up to 6 dB when it is scanned in height from 1 m to 4 m; see Figure C.6 a) (see C.6.1). However, during EMC disturbance measurements above a ground plane, the maximum signal in the height range 1 m to 4 m is required, and at frequencies up to approximately 120 MHz the receive antenna

is at the maximum height of 4 m, assuming ≥ 3 m separation from the antenna. Therefore, in an EMC disturbance measurement, the change in AF with height of a tuned dipole is not more than ± 2 dB. Consequently the antenna height-related uncertainty in using F_a should be no more than ± 2 dB, which could be reduced by using $F_a(h)$.

A.9.4 Verification of uncertainty by comparison of methods

The discussions in this subclause also have associated considerations in 7.1 of CISPR 16-1-5:2014. An ideal calibration site would contribute no site uncertainties to the measurement of antenna factor, however for economic reasons a near-perfect site is rarely achieved. An actual calibration site, including the ground plane and antenna support structures, is difficult to model, and as a result it is difficult to estimate its uncertainty contribution.

Use of site validation methods, such as given in CISPR 16-1-4 and CISPR 16-1-5, serve to keep the uncertainty contribution to AF below a specified level, but nevertheless some compromises remain. Though a site acceptance criterion may be for example ± 1 dB, the “site imperfection” component in an AF measurement uncertainty budget could be much less than ± 1 dB. This discrepancy between the site acceptance criterion and the “site imperfection” uncertainty is largely because the site validation method differs from the antenna calibration method, however there are many contributing variables, such as the different radiation patterns of different AUCs.

A way to estimate the uncertainty contributed by a site to the AF uncertainty is to calibrate an antenna whose AF is already known with great precision. Also, if efforts are made to minimize all the other components in the measurement uncertainty budget, the site component will be dominant. Because the “site imperfection” component is usually the largest in an AF measurement uncertainty budget, the difference of the measured AF from the precisely known AF will give an indication whether the “site imperfection” value is excessive, and can indicate a possible more realistic value.

A special case of F_a known with high confidence is with the calculable dipole antenna, as described in e.g. A.3.2. The values F_a and $F_a(h,p)$ of resonant dipoles are known to have uncertainties as low as $\pm 0,15$ dB [26], [57]. For broadband calibrations, a bandwidth of greater than 100 % for a calculable dipole has been demonstrated [11] with an uncertainty in antenna factor of $\pm 0,3$ dB, allowing four dipoles to cover 30 MHz to 1 000 MHz, as also indicated by Table A.1 of CISPR 16-1-5:2014. A more robust commercial version may give $\pm 0,2$ dB at resonance, an estimable $\pm 0,5$ dB at the band edges from 600 MHz to 1 000 MHz, and lower uncertainties at lower frequencies. A rule of thumb calculation for bandwidth for this context is given by Equation (A.4).

$$f_c - \frac{f_c}{2} \leq f \leq f_c + \frac{f_c}{2} \quad (\text{A.85})$$

where f_c is the centre frequency.

An alternative method of validating a calibration site by comparison of antenna factors for specific models of antenna is given in 7.1 of CISPR 16-1-5:2014.

Confidence in a method of calibration done at a particular calibration site can be gained by calibrating the same antenna by other methods, and at other calibration sites that meet the validation criteria of CISPR 16-1-5. The spread of results gives an indication what uncertainties of AF are achievable.

Annex B (normative)

Calibration of biconical antennas and tuned dipole antennas above a ground plane using the TAM and the SAM

B.1 General

The measurement of $F_a(h,p)$ and F_a of biconical and tuned dipole antennas above a ground plane over the frequency range 30 MHz to 300 MHz is described in B.4. The measurement of F_a of tuned dipoles by minimizing the influence of ground reflections over the frequency range 30 MHz to 1 000 MHz is described in B.5. The measurement of F_a of tuned dipoles by the SAM in a free-space environment from 60 MHz to 1 000 MHz is described in 9.2.

These methods are additional to those in Clauses 8 and 9. For example, if a laboratory is not able to apply the VP method of 9.3 for biconical antennas, nor the method in a FAR, the height averaging method of B.4 can be used to obtain F_a . In general another reason for having an additional method is to confirm the results of the first method. The method of B.4 also can be used to calibrate hybrid antennas in the frequency range 30 MHz to the transition frequency (i.e. see 6.1.2).

Shortened dipole antennas that are tuned at around 80 MHz and intended to be used below 80 MHz shall be calibrated in the same way as biconical antennas. Other broadband dipole antennas shall be calibrated in the same way as biconical antennas for the frequency range below 250 MHz (excluding dipoles longer than 2.4 m for the method of 9.3), and as tuned dipole antennas for the frequency of 250 MHz to 1 000 MHz; the radiation pattern is assumed not to deviate significantly from that of a half-wave dipole, and this condition will determine the upper frequency at which a broadband dipole can be calibrated by these methods.

B.2 Characteristics of biconical antennas and dipole antennas

Biconical antennas, the broadband dipole (e.g. biconical) portion of hybrid antennas, and tuned dipole antennas are usually calibrated horizontally polarized to reduce unwanted reflections from the masts and connected cables. Assuming a lowest height of 1 m, $F_a(h,p)$ can differ significantly from F_a in the frequency range from 30 MHz to 300 MHz for tuned dipole antennas, and in the frequency range from 50 MHz to 300 MHz for biconical antennas, as explained in C.6. For the determination of F_a in these frequency ranges, precautions shall be taken to reduce the effects of the ground reflection. For example, an AUC should be elevated to at least the height listed in Table C.1 (see C.6.1).

In this annex, the heights of the transmit antenna recommended for each calibration method are selected to be well clear of nulls in the field at the receive antenna, as predicted with Equation (41) (see 7.4.1.2.1, and the definition of null in 3.1.1.19). In addition, the antenna separation is selected to reduce the effects of the antenna mutual coupling, as described in C.5.

B.3 Frequencies

Measurements of F_a of tuned dipole antennas shall be made at least at the following frequencies, f , appropriate to the operational frequency range of the antenna, in MHz:

30, 35, 40, 45, 50, 60, 70, 80, 90, 100, 120, 140, 160, 180,
200, 250, 300, 400, 500, 600, 700, 800, 900, 1 000.

NOTE This is the original list of 24 frequencies specified for NSA measurements in 5.4.3 of CISPR 16-1-4:2010. Some calibration laboratory clients also request the calibration of resonant dipoles at 125 MHz, 150 MHz and 175 MHz.

B.4 Measurement of $F_a(h,p)$ of biconical and tuned dipole antennas and derivation of F_a by averaging $F_a(h,p)$, 30 MHz to 300 MHz

B.4.1 General

This subclause describes the measurement of $F_a(h,p)$ by the SAM or the TAM over the frequency range 30 MHz to 300 MHz, and the derivation of F_a from a sufficient number of $F_a(h,p)$ results over a range of heights. See [24] for other background about uses of this method. The calibration site shall meet the requirements for the CALTS according to 4.6 of CISPR 16-1-5:2014.

Calibration of biconical antennas shall be performed at least at the applicable frequencies in B.3, but preferably as in 6.1.1 by swept frequency methods from 30 MHz to 300 MHz. Calibration of tuned dipole antennas shall be performed at the applicable frequencies in B.3. For above 300 MHz, the measurement of F_a of tuned dipoles is described in B.5.

B.4.2 Measurement of $F_a(h,H)$ by the SAM and derivation of F_a

B.4.2.1 Measurement of $F_a(h,H)$ by the SAM

A set of standard antennas (STA) is required, having the antenna factor $F_a(\text{STA}|h,H)$ accurately specified as a function of antenna height and frequency for horizontal polarization. Calculable broadband or tuned dipole antennas are recommended to be used as the STA, to achieve the lowest uncertainties.

The antenna arrangement for the SAM is illustrated in Figure 12 (see 7.4.3.1). To determine the height-dependent antenna factor, $F_a(\text{AUC}|h_1,H)$, defined in 3.1.2.4, an AUC shall be horizontally polarized and elevated at height h_1 above a metal ground plane at a CALTS. A paired biconical antenna is set at distance d from the AUC and height h_2 selected such that the signal received by the AUC is not deep in a null (see the definition of null in 3.1.1.19). Equation (41) (see 7.4.1.2.1) is useful for determining the frequency range in the vicinity of a null. Examples of d and h_2 suitable for h_1 are shown in Table B.1 and Table B.2. The received voltages, V_{AUC} and V_{STA} , shall be measured for the AUC and for the STA replacing the AUC, respectively. $F_a(\text{AUC}|h_1,H)$ can be obtained by Equation (49) (see 7.4.3.1).

Uncertainty components associated with the SAM calibration for $F_a(\text{AUC}|h,H)$ are described in 7.4.3.2, and an example measurement uncertainty budget is shown in Table B.3.

**Table B.1 – Antenna set-up for the SAM for
tuned dipole antennas with averaging of $F_a(h,H)$**

Frequency MHz	d m	h_1 m	h_2^a m	Δh_1 m
30 to 120	10	$(6 - \lambda/2)$ to 6	2	0,1
120 to 200	10	2,5 to 5	1	
200 to 300	10	2,5 to 3,5	1	
^a For each height h_1 , the height h_2 is set to avoid a signal null (see the definition of null in 3.1.1.19).				

Table B.2 – Antenna set-up for the SAM for biconical antennas with averaging of $F_a(h, H)$

Frequency MHz	d m	h_1 m	h_2^a m	Δh_1 m
30 to 120	10	1 to 4	2	0,1
120 to 200	10	2,5 to 4	1	
200 to 300	10	2,5 to 3,5	1	

^a For each height h_1 , the height h_2 is set to avoid a signal null (see the definition of null in 3.1.1.19).

Table B.3 – Example measurement uncertainty budget for $F_a(h, H)$ of a biconical antenna measured by the SAM over the frequency range 30 MHz to 300 MHz

Source of uncertainty or quantity X_i	Value dB	Probability distribution	Divisor	Sensitivity	u_i , dB	Note ^a
Uncertainty in $F_a(\text{STA} h_1, H)$	0,35	Normal	2	1	0,18	N19)
STA mismatch	0,06	U-shaped	$\sqrt{2}$	1	0,04	N10)
STA orientation error	-	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	-	N15)
STA polarization mismatch	-	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	-	N16)
Site and masts affecting the STA in AUC calibration	0,3	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,17	N20)
Near-field effects and antenna mutual coupling	0,1	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,06	N21)
Common uncertainty component in $V_{\text{STA}} - V_{\text{AUC}}$ measurement	0,26	Normal	2	1	0,13	see Table 7 (7.2.3)
Repeatability of $V_{\text{STA}} - V_{\text{AUC}}$	0,10	Normal	2	1	0,05	N6)
AUC mismatch	0,16	U-shaped	$\sqrt{2}$	1	0,11	N10)
AUC orientation	-	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	-	N15)
AUC polarization mismatch	-	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	-	N16)
Distance difference between the STA and AUC measurements	0,04	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,03	N22)
Height difference between the STA and AUC measurements	0,01	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,01	N23)
Difference in phase centre positions	-	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	-	N17)
Difference in unwanted effects of site imperfection	0,2	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,12	N24)
Difference in antenna-ground plane coupling, and difference in transmit and receive antenna coupling	-	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	-	
Combined standard uncertainty, u_c					0,34	
Expanded uncertainty, U^b ($k = 2$)					0,67	

SAM at a CALTS: see Figure 12 (7.4.3.1), $d = 10$ m, h_1 = antenna height of the AUC to be calibrated above a metal ground plane, h_2 = antenna height chosen not to place the AUC in a null, as specified in Table B.2.

^a Numbered notes are as given by the numbered items in E.2.

^b If the major uncertainty components in this table do not follow a normal distribution function, the expanded uncertainty should be evaluated using a computer simulation such as Monte-Carlo method. However, this table shows the combined standard uncertainty given by the RSS calculation, because some calibration laboratories may not routinely perform Monte-Carlo method simulations.

B.4.2.2 Derivation of F_a by averaging $F_a(h,p)$

To derive F_a , $F_a(h,H)$ of the AUC should be measured at height increments Δh_1 for a sufficient height range of h_1 as shown in Table B.1 and Table B.2. Then, the free-space AF, F_a , can be estimated from:

$$F_a \cong F_{av} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N F_a[h_1(i), H] \text{ in dB(m}^{-1}\text{)} \quad (\text{B.1})$$

where N is the number of antenna heights h_1 at which the AF is measured.

Although Table B.1 and Table B.2 propose the height increment $\Delta h_1 = 0,1$ m, for the frequency range 30 MHz to 300 MHz Δh_1 can be increased, with reference to Figure C.6 (see C.6.1), to achieve a sufficiently smooth plot. To measure every 0,1 m would be needlessly time consuming; a larger increment gives sufficient data for the average to be effective. The measured $F_a(h,H)$ needs to be quasi-symmetric about F_a to yield the free-space AF, or the height range should be at least $\lambda/2$.

Uncertainties associated with the antenna factor derived from Equation (B.1) are given by:

$$u_c^2(F_a) \approx c_{hAF}^2 u^2[F_a(h,H)] + c_{av}^2 u^2(F_{av}) \quad (\text{B.2})$$

where $u[F_a(h,H)]$ is the uncertainty component attributed to measurements of the height-dependent AF described in B.4.2.1, and $u(F_{av})$ is the theoretical deviation of the AF given by Equation (B.1) from the true free-space AF, F_a .

If measured values of $F_a(h,H)$ follow an identical normal distribution regardless of the antenna height h , then the sensitivity coefficient c_{hAF} in Equation (B.2) is considered to be $1/\sqrt{N}$, as usual (i.e. N is the number of measurements). However, the theoretical value (i.e. expected value) of $F_a(h,H)$ depends on the antenna height, and the variance may also differ with the antenna height. Accordingly, this standard adopts $c_{hAF} = 1$ as an enlarged estimate. Thus, the sensitivity coefficients in Equation (B.2) are given by

$$c_{hAF} = c_{av} = 1 \quad (\text{B.3})$$

An example of the uncertainty associated with F_a obtained by this method is given in Table B.4. Though this method of averaging the height-dependent AF to yield F_a is more laborious than by the SAM using VP as is specified in 9.3, it is a necessary method at minimum for results comparison purposes to give confidence that the effects of field taper and mast and cable reflections in the method of 9.3 are within an acceptable uncertainty. Plots of F_a obtained by both methods are given in Figure F.2 of CISPR 16-1-5:2014, showing agreement of better than 0,2 dB.

Table B.4 – Example measurement uncertainty budget for F_a of a biconical antenna obtained by the SAM with averaging of $F_a(h,H)$ in the frequency range below 300 MHz

Source of uncertainty or quantity X_i	Value dB	Probability distribution	Divisor	Sensitivity	u_i dB	Note ^a
Expanded uncertainty in antenna calibration for $F_a(h,H)$	0,74	Normal	2	1	0,37	N39)
Theoretical deviation from free-space F_a	0,15	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,09	N40)
Combined standard uncertainty, u_c					0,38	
Expanded uncertainty, U ($k = 2$)					0,76	
^a Numbered notes are as given by the numbered items in E.2.						

B.4.2.3 Calibration of biconical antenna at fixed height of 6 m by the SAM

This method is a special case of the B.4.2.1 purpose, but using a single mast with the AUC and STA at a fixed height of 6 m above the ground plane [44]. The paired biconical antenna is placed directly beneath the AUC or STA with its centre at a height of 0,32 m above the ground plane. The main advantage of this method is that a smaller ground plane can be used, for example 15 m by 15 m.

The STA is a broadband calculable dipole antenna [11]. It is essential that the paired antenna and its cable do not move between the measurements of the signal by the AUC and the STA. The paired antenna can be supported by polystyrene foam. Any metal on the antenna mast shall be minimal, such as an essential short bolt; see the guidance on antenna supports in 6.2.5. If a motorized mast is used, it is recommended that the motor be beneath the ground plane.

B.4.3 Measurement of $F_a(h,H)$ by the TAM and derivation of F_a

B.4.3.1 Measurement of $F_a(h,H)$ by the TAM

Alternatively to the approach of B.4.2, in case an accurate STA is not available, the TAM can be used. Follow the procedure of B.4.2, except that $F_a(h,H)$ is measured by the TAM (described in 7.4.1.2), rather than by the SAM (described in 7.4.3). Biconical antennas are recommended to be used as the two paired antennas, because they are broadband. The antenna heights h_3 shall be set equal to h_2 of B.4.2.

Uncertainty analysis for $F_a(h,H)$ shall be made using the provisions of 7.4.1.2.2. An example of the associated uncertainty is given in Table B.5.

Source of uncertainty or quantity X_i	Value dB	Probability distribution	Divisor	Sensitivity	u_i dB	Note ^a
Common uncertainty component in SIL measurement	0,26	Normal	2	$\sqrt{3}/2$	0,11	see Table 7 (7.2.3)
Repeatability of SIL value	0,10	Normal	2	$\sqrt{3}/2$	0,04	N6)
Transmit antenna mismatch	0,16	U-shaped	$\sqrt{2}$	$\sqrt{3}/2$	0,10	N10)
Receive antenna mismatch	0,16	U-shaped	$\sqrt{2}$	$\sqrt{3}/2$	0,10	N10)
Insertion loss of the adaptor used in SIL measurement	0,06	Rectangular	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	0,03	N11)
Effects of site and masts	1,0	Rectangular	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	0,50	N20)
Antenna separation error	0,04	Rectangular	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	0,02	N22)
Antenna height error	0,01	Rectangular	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	0,01	N23)
Antenna orientation error	-	Rectangular	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$		N15)
Effects of phase centre position	-	Rectangular	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	-	N17)
Polarization mismatch	-	Rectangular	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	-	N16)
Near-field effects and antenna mutual coupling	0,1	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,06	N21)
Combined standard uncertainty, u_c					0,54	
Expanded uncertainty, U^b ($k = 2$)					1,07	

TAM at a CALTS: see Figure 10 (7.4.1.2.1), $d = 10$ m, h_1 = antenna height of the AUC to be calibrated above a metal ground plane, $h_2 = h_3$ = antenna height chosen not to place the AUC in a null, as specified in Table B.2.

^a Numbered notes are as given by the numbered items in E.2.

^b If the major uncertainty components in this table do not follow a normal distribution function, the expanded uncertainty should be evaluated using a computer simulation such as Monte-Carlo method. However, this table shows the combined standard uncertainty given by the RSS calculation, because some calibration laboratories may not routinely perform Monte-Carlo method simulations.

F_a obtained by averaging of $F_a(h, H)$ TAM results can be evaluated from Equation (B.1) in a similar way as done in B.4.2.2. Uncertainties associated with the antenna factor derived from Equation (B.1) are given by Equations (B.2) and (B.3). An example of the uncertainty associated with F_a given by this method is listed in Table B.6.

Source of uncertainty or quantity X_i	Value dB	Probability distribution	Divisor	Sensitivity	u_i dB	Note ^a
Expanded uncertainty in antenna calibration for $F_a(h,H)$	1,07	Normal	2	1	0,54	N39)
Theoretical deviation from free-space F_a	0,15	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,09	N40)
Combined standard uncertainty, u_c					0,54	
Expanded uncertainty, U ($k = 2$)					1,09	

^a Numbered notes are as given by the numbered items in E.2.

B.5 Measurement of F_a of tuned dipoles placed high above a ground plane in the frequency range 30 MHz to 1 000 MHz

B.5.1 General

In general, calibration of tuned dipole antennas for F_a can be performed over a metal ground plane at a height where mutual coupling with the antenna image in the ground plane is small, and which effect can therefore be accounted for by an uncertainty contribution. Below 80 MHz the height would be more than 6 m, therefore heights approximately of a multiple of $\lambda/4$ are used, at which the AF approximates to F_a ; this approach relies on a perfect image being formed in a large flat ground plane.

The antenna set-ups for antenna calibration shall be determined with consideration of Table C.1 (see C.6.1), i.e. for minimizing the mutual coupling with the antenna image, and Equation (41) (see 7.4.1.2.1), i.e. for avoiding null fields at the receive antenna positions (see the definition of null in 3.1.1.19). Subclauses B.5.2 and B.5.3 recommend the most practical antenna set-ups; other set-ups can be used if the uncertainty is properly evaluated.

The calibration site shall meet the requirements for the CALTS specified in CISPR 16-1-5.

B.5.2 Measurement of F_a by the SAM

This subclause specifies the SAM utilizing horizontal polarization above a ground plane. It is recommended to use the antenna set-ups specified in Table B.7, which follow the principle of Table C.1 (see C.6.1) that at certain heights the AF equals F_a . An AUC and STA shall be alternatively positioned at a height h_1 above a ground plane, while the transmit antenna shall be fixed at h_2 . The transmit antenna can be a biconical antenna. The F_a of an AUC can be determined from the measured data of the received voltage using Equation (49) (see 7.4.3.1). The $F_a(h, H)$ of the STA shall be used. An example of the associated uncertainty for calibration of a dipole antenna is given in Table B.8.

Above 500 MHz, a better SNR is obtained by reducing the antenna separation; a reduced separation distance can be measured more accurately, as well as a flat area of the ground plane can be selected more easily. For example, $d = 1,2$ m and $h_1 = h_2 = 1,9$ m can be used for 600 MHz to 1 000 MHz (which gives near maximum signal at 100 MHz increments).

Table B.7 – Antenna set-ups for the SAM for determining F_a of tuned dipole antennas at specific frequencies in the range 30 MHz to 1 000 MHz

Frequency MHz	AUC h_1 tolerance $\pm 0,01 \lambda^a$ m	Paired antenna h_2 m	Antenna separation ^b m
30	$4,92 \pm 0,10$	4	20
35	$4,21 \pm 0,09$	4	20
40	$3,69 \pm 0,08$	4	20
45	$3,28 \pm 0,07$	4	20
50	$2,95 \pm 0,06$	4	20
60	$2,46 \pm 0,05$	4	20
60	$2,46 \pm 0,05$	4	10
70	$2,11 \pm 0,04$	4	10
80	5,25	2	10
90	5	2	10
100	5	1,5 or 2	10
120	4	1,5	10
125	4	1,5	10
140	4	1,5	10
150	3	1,5	10
160	3	1,5	10
175	3	1,5	10
180	3	1,5	10
200	3	1,5	10
250	2	1,5	10
300	2	1,5	10
400	2	1	10
500	2	1	10
600	1,9	1,9	1,2
700	1,9	1,9	1,2
800	1,9	1,9	1,2
900	1,9	1,9	1,2
1 000	1,9	1,9	1,2

^a From 30 MHz to 70 MHz, the height is $\lambda/2$. At 80 MHz, to avoid a height above 6 m, the height is $1,4\lambda$, for which the error due to mutual coupling is $\pm 0,4$ dB. Above 80 MHz, this error decreases with height in wavelengths above the ground plane; however, if the STA is a tuned dipole antenna, this error largely cancels out.

^b Footnote c of Table 1 (see 4.5) stipulates a separation distance of at least 2λ ; however a fixed separation is suggested over a frequency range to avoid moving the mast too often. Instead of 20 m, a separation of 10 m can be used but there will be an error in AF due to mutual coupling between the antennas, which at 30 MHz is 0,25 dB, see Figure C.5 a) (see C.5).

Table B.8 – Example measurement uncertainty budget for F_a of a tuned dipole antenna obtained by the SAM using the antenna set-ups specified in Table B.7

Source of uncertainty or quantity X_i	Value dB	Probability distribution	Divisor	Sensitivity	u_i dB	Note ^a
Uncertainty in F_a (STA)	0,15	Normal	2	1	0,08	N25)
STA mismatch	0,06	U-shaped	$\sqrt{2}$	1	0,04	N10)
STA orientation error	-	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	-	N15)
STA polarization mismatch	-	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	-	N16)
Site and masts affecting the STA in AUC calibration	0,3	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,17	N20)
Near-field effects and antenna mutual coupling	0,1	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,06	N21)
Common uncertainty component in $V_{STA} - V_{AUC}$ measurement	0,26	Normal	2	1	0,13	see Table 7 (7.2.3)
Repeatability of $V_{STA} - V_{AUC}$	0,10	Normal	2	1	0,05	N6)
AUC mismatch	0,10	U-shaped	$\sqrt{2}$	1	0,07	N10)
AUC orientation	-	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	-	N15)
AUC polarization mismatch	-	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	-	N16)
Distance difference between the STA and AUC measurements	0,04	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,02	N22)
Height difference between the STA and AUC measurements	0,01	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,01	N23)
Difference in phase centre positions	-	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	-	N17)
Difference in unwanted effects of site imperfection	0,2	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,12	N24)
Difference in antenna-ground plane coupling, and difference in transmit and receive antenna coupling	-	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	-	
Combined standard uncertainty, u_c					0,28	
Expanded uncertainty, U^b ($k = 2$)					0,56	
SAM at a CALTS: see Figure 12 (7.4.3.1), $d = 10$ m or 20 m, h_1 and h_2 are chosen in accordance with Table B.7.						
^a Numbered notes are as given by the numbered items in E.2.						
^b If the major uncertainty components in this table do not follow a normal distribution function, the expanded uncertainty should be evaluated using a computer simulation such as Monte-Carlo method. However, this table shows the combined standard uncertainty given by the RSS calculation, because some calibration laboratories may not routinely perform Monte-Carlo method simulations.						

B.5.3 Measurement of F_a by the TAM

The antennas are aligned for horizontal polarization as shown in Figure 10 (see 7.4.1.2.1). It is preferable to use two biconical antennas along with the tuned dipole AUC. The three antenna pairs shall be positioned as illustrated in Figure 10, for the antenna set-ups listed in Table B.7, where the paired antennas shall be placed at h_2 and h_3 ($= h_2$). The F_a of each antenna can be estimated from the measured data of the insertion loss using Equation (39) (see 7.4.1.2.1). The parameters of Table C.1 (see C.6.1) can also be used.

An example of the associated uncertainty for calibration of a tuned dipole antenna is given in Table B.9.

[illegible]

Source of uncertainty or quantity X_i	Value dB	Probability distribution	Divisor	Sensitivity	u_i dB	Note ^a
Common uncertainty component in SIL measurement	0,26	Normal	2	$\sqrt{3}/2$	0,11	see Table 7 (7.2.3)
Repeatability of SIL value	0,10	Normal	2	$\sqrt{3}/2$	0,04	N6)
Transmit antenna mismatch	0,10	U-shaped	$\sqrt{2}$	$\sqrt{3}/2$	0,06	N10)
Receive antenna mismatch	0,10	U-shaped	$\sqrt{2}$	$\sqrt{3}/2$	0,06	N10)
Insertion loss of the adaptor used in SIL measurement	0,06	Rectangular	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	0,03	N11)
Effects of site and masts	1,0	Rectangular	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	0,50	N20)
Antenna separation error	0,04	Rectangular	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	0,02	N22)
Antenna height error	0,01	Rectangular	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	0,01	N23)
Antenna orientation error	-	Rectangular	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$		N15)
Effects of phase centre position	-	Rectangular	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	-	N17)
Polarization mismatch	-	Rectangular	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$	-	N16)
Near-field effects and antenna mutual coupling	0,1	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,06	N21)
Combined standard uncertainty, u_c					0,52	
Expanded uncertainty, U^b ($k = 2$)					1,05	

TAM at a CALTS: see Figure 10 (7.4.1.2.1), $d = 10$ m or 20 m: h_1 , h_2 , and h_3 are chosen in accordance with Table B.7.

^a Numbered notes are as given by the numbered items in E.2.

^b If the major uncertainty components in this table do not follow a normal distribution function, the expanded uncertainty should be evaluated using a computer simulation such as Monte-Carlo method. However, this table shows the combined standard uncertainty given by the RSS calculation, because some calibration laboratories may not routinely perform Monte-Carlo method simulations.

Annex C (informative)

Rationale for the equations used in antenna calibration and relevant information about antenna characteristics for uncertainty analysis in the frequency range 30 MHz to 1 GHz

C.1 General

This annex provides brief explanations for the rationale of the equations used in the various antenna calibration methods that are specified in this standard. This information can be useful for understanding the applicability of each method, and evaluating the associated uncertainties.

This annex also provides information about typical characteristics of antennas used for EMC radiated disturbance measurements in the frequency range from 30 MHz to 18 GHz, which can be relevant for defining antenna set-ups and estimating the measurement uncertainties of antenna calibration results.

C.2 Antenna factor and antenna gain

C.2.1 Relationship between AF and gain for antennas in a free-space environment

An antenna consists of radiating elements, and in some cases, includes connected circuits such as a balun and attenuator(s) [pad(s)]. When an electromagnetic wave with an electric field strength e in $\mu\text{V/m}$ is incident on an antenna at an angle ξ from its boresight, as shown in Figure C.1 a), a voltage $v(\xi)$ in μV is induced at a connected load, Z_0 , with a proportional constant Φ defined by

$$\Phi(\xi) = \left| \frac{e}{v(\xi)} \right| \quad \text{in } \text{m}^{-1} \quad (\text{C.1})$$

where the incidence direction and polarization of the electromagnetic wave are assumed to be in the E-plane of the antenna. The constant Φ of Equation (C.1) is usually called the antenna factor (AF), and is expressed in logarithmic form as

$$F_a(\xi) \equiv 20 \lg[\Phi(\xi)] = E - V(\xi) \quad \text{in } \text{dB}(\text{m}^{-1}) \quad (\text{C.2})$$

with

$$E = 20 \lg(|e|) \quad \text{in } \text{dB}(\mu\text{V/m}), \text{ and } V(\xi) = 20 \lg(|v(\xi)|) \quad \text{in } \text{dB}(\mu\text{V}) \quad (\text{C.3})$$

An antenna calibration is a process to determine the AF of an antenna, especially in the boresight direction, i.e. $F_a(\xi = 0) = 20 \lg[\Phi(\xi = 0)]$, from measurements. For the purposes of this standard, $F_a(\xi = 0)$ is simply denoted by F_a .

When the connected circuits are characterized by a transmission ($ABCD$) matrix, as shown in Figure C.1 b), the AF can be given by:

$$\Phi(\xi) = (CZ_0 + D) \frac{Z_0' + Z_a}{h_e(\xi)Z_0} \quad (\text{C.4})$$

where

$h_e(\xi)$ and Z_a are the effective length and the source impedance of the radiating elements, as illustrated in Figure C.1 b), and

Z_0' is the impedance when looking towards the connected circuits from the radiating elements, which is given by:

$$Z_0' = \frac{AZ_0 + B}{CZ_0 + D} \quad (C.5)$$

Equation (C.4) implies that, even if the radiating elements are not changed, the AF varies depending on the connected circuit [i.e. Z_0' and $(CZ_0 + D)$] [64].

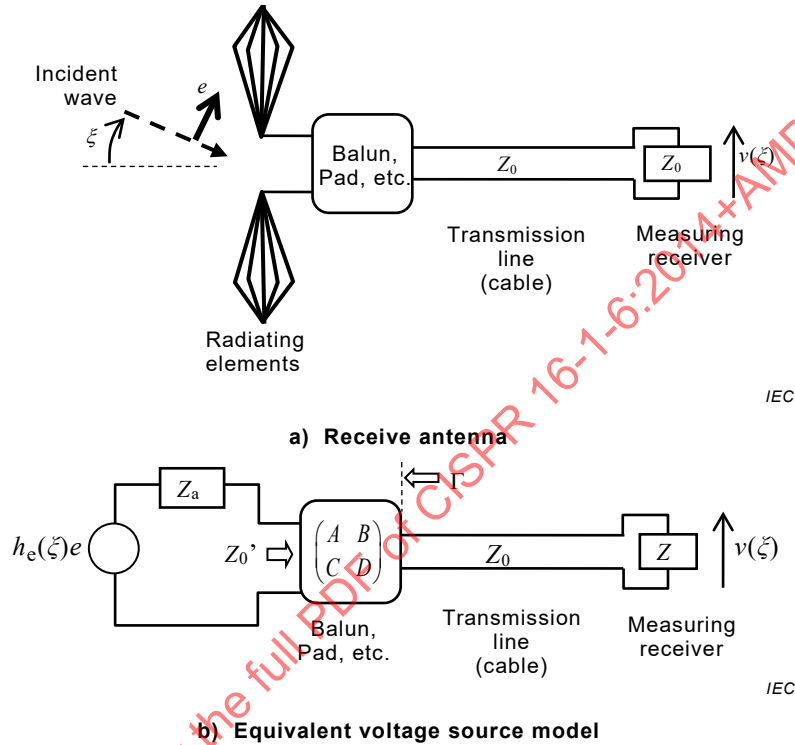


Figure C.1 – Simplified model of a receive antenna

Conventionally, antennas are characterized in terms of absolute gain [14], but AF is a more appropriate parameter when the intended measurand is electric field strength for EMC evaluation purposes. AF is related to *realized gain* that includes mismatch loss into the system characteristic impedance, typically 50 Ω. For some calibration laboratories, it would be convenient to obtain the realized gain by using the TAM, and then to convert this to AF (i.e. Φ, in m⁻¹) by using the following formula:

$$\Phi^2 = \frac{4\pi\eta}{\lambda^2 Z_0 g_a} \quad (C.6)$$

where

- g_a is the absolute value of the realized gain in free space;
- η is the intrinsic impedance of free space in Ω, i.e. nearly 377 Ω;
- Z_0 is the characteristic impedance (real) of the antenna input transmission line in Ω, usually 50 Ω;
- λ is the wavelength in free space in m.

When $Z_0 = 50 \Omega$, the AF in free space is given in $\text{dB}(\text{m}^{-1})$ by

$$F_a \equiv 20\lg(\Phi) = -29,77 + 20\lg(f_{\text{MHz}}) - G_a \quad (\text{C.7})$$

where $G_a = 10\lg(g_a)$ in dB.

The antenna factor of a calculable antenna, such as the calculable dipole antenna specified in CISPR 16-1-5, can be determined by numerical simulation using the method of moments. One way to perform the simulation is to use a plane wave impinging on the antenna of interest and derive the antenna factor based on Equation (C.1) [48]. Another way is to simulate the two-identical-antenna method with the antennas sufficiently separated in free space conditions.

C.2.2 Relationship between AF and gain for monopole antennas on a large ground plane

Monopole antennas are designed to operate with their base in electrical contact with an “infinite” (perfectly conducting) ground plane. In this environment, F_a will allow accurate calculation of the received electric field strength from the output voltage of the antenna. Many antenna designs are intended for receive only, therefore transmit gain has no relevance. When a monopole can be used as a transmit antenna, the realized gain over an “infinite” (perfectly conducting) ground plane [66] is given by Equation (C.8).

$$G_{\text{realized}} = 20\lg(f_{\text{MHz}}) - 29,77 - F_a + 6 \quad \text{in dBi.} \quad (\text{C.8})$$

When the ground plane is electrically small, or has poor conductivity, the direction of maximum gain will tend to move up in elevation, and Equation (C.8) no longer applies. In this case, the far field gain pattern in elevation will depend on the height of the transmit point and the relationship between the transmit impedance and the ground potential. When monopoles are raised on a tripod (usually with a vestigial ground plane, e.g. 0,6 m by 0,6 m), the coaxial cable acts as an antenna element and affects the voltage at the feed point that is raised above the general ground level.

C.3 Equations for the insertion loss between antennas

C.3.1 Site insertion loss measured at a free-space calibration site

Antenna calibration usually requires measurements of the insertion loss between a pair of antennas (i, j), as illustrated in Figure C.2. When a transmit antenna is supplied with power P by a signal generator, the strength of the radiated field at a receive antenna, e , and the reading of a measuring receiver, v_s , respectively are given by

$$e(i, j) = \frac{1}{d_{ij}} \sqrt{\frac{\eta}{4\pi} g_a(i | \theta) P} \quad \text{in V/m} \quad (\text{C.9})$$

and

$$v_s(i, j) = \frac{e(i, j)}{\Phi(j | \xi)} = \frac{1}{d_{ij} \Phi(j | \xi)} \sqrt{\frac{\eta}{4\pi} g_a(i | \theta) P} \quad \text{in V} \quad (\text{C.10})$$

where

P is an input power fed to the transmit antenna i in W;

d_{ij} is an actual separation distance in metres between paired antennas (i, j);

$g_a(i|\theta)$ is the realized gain of antenna i in the direction toward the receive antenna j , denoted by θ referring to its boresight direction. The realized gain is expressed by

$$g_a(i|\theta) \equiv g(i|\theta) \{1 - |\Gamma(i)|^2\}$$

in terms of the gain g , and the input reflection coefficient Γ of antenna i , respectively;

$\Phi(j|\xi)$ is the AF of antenna j (in m^{-1}), for an electromagnetic wave coming from the direction of antenna i , denoted by ξ referring to its boresight direction.

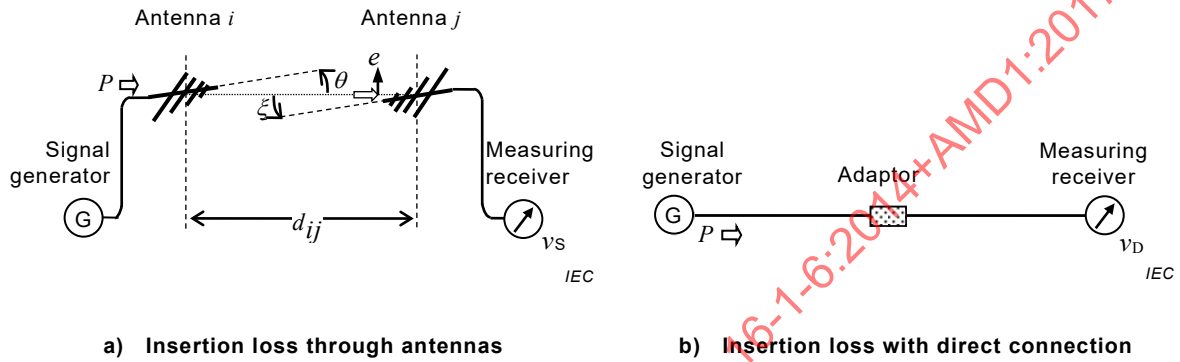


Figure C.2 – Insertion loss measurement for antenna calibration at a free-space calibration site

According to Equation (C.6), the realized gain of the transmit antenna, $g_a(i|\theta)$, in Equation (C.10), can be related to the AF, $\Phi(i|\theta)$, as:

$$g_a(i|\theta) = \frac{4\pi\eta}{\lambda^2 Z_0 [\Phi(i|\theta)]^2} \quad (\text{C.11})$$

where

$\Phi(i|\theta)$ is the AF of antenna i (in m^{-1}) for the direction of antenna j that is denoted by θ referring to its boresight direction.

When the antenna cables are detached from the antennas and connected together directly, as illustrated in Figure C.2 b), the measuring receiver indicates the voltage,

$$V_D = \sqrt{Z_0 P} \quad \text{in V} \quad (\text{C.12})$$

Equations (C.10) to (C.12) yield the insertion loss, L (dimensionless), between antenna pair (i,j) as

$$L(i,j) \equiv \frac{V_D}{V_S(i,j)} = \frac{Z_0 \lambda}{\eta} d_{ij} \Phi(i|\theta) \Phi(j|\xi) = k_a(i,j) \Phi(i) \Phi(j) \quad (\text{C.13})$$

where

$$k_a(i,j) = \frac{Z_0 \lambda}{\eta} d_{ij} \frac{\Phi(i|\theta) \Phi(j|\xi)}{\Phi(i) \Phi(j)} \quad \text{in m}^2 \quad (\text{C.14})$$

and where

$\Phi(i)$, are the AFs of antennas i and j in free space in their respective boresight directions, in m^{-1} .
 $\Phi(j)$

The insertion loss given by Equation (C.13) can be expressed in logarithmic values as

$$A_i(i, j) \equiv 20\lg[L(i, j)] = F_a(i) + F_a(j) + K(i, j) \quad \text{in dB} \quad (\text{C.15})$$

where

$F_a(i)$, are the AFs of antennas i and j in free space in their respective boresight directions that are expressed in $\text{dB}(\text{m}^{-1})$, i.e.
 $F_a(j)$ $F_a(i) = 20\lg[\Phi(i)]$ and $F_a(j) = 20\lg[\Phi(j)]$

and

$$K(i, j) \equiv 20\lg(k_a) = 20\lg\left(\frac{Z_0\lambda}{\eta}\right) - 20\lg[e_0(i, j)] \quad \text{in dB}(\text{m}^2) \quad (\text{C.16})$$

The field strength parameter $e_0(i, j)$ described above is given by

$$e_0(i, j) = \frac{1}{d} \frac{d}{d_{ij}} \frac{\Phi(i)}{\Phi(i|\theta)} \frac{\Phi(j)}{\Phi(j|\xi)} \quad (\text{C.17})$$

where d is the specified antenna separation distance. If the antennas are accurately separated as specified, and their boresights are precisely directed to each other antenna (i.e. $\theta = 0$, $\xi = 0$), that is,

$$d_{ij} = d, \quad \Phi(i|\theta) = \Phi(i), \quad \text{and} \quad \Phi(j|\xi) = \Phi(j) \quad (\text{C.18})$$

then Equation (C.16) yields a simplified expression for the coefficient $K(i, j)$ as

$$K(i, j) = 20\lg\left(\frac{Z_0\lambda}{\eta}\right) - 20\lg\left(\frac{1}{d}\right) = 20\lg\left(\frac{39,8}{f_{\text{MHz}}}\right) - 20\lg\left(\frac{1}{d}\right) \quad \text{in dB}(\text{m}^2) \quad (\text{C.19})$$

Equation (C.15) is the fundamental equation applicable to the TAM antenna calibration performed in a free-space environment, for the frequency range above 30 MHz [see also Equation (22) of 7.3.2]. However, because actual antenna set-ups can slightly differ from the conditions of Equation (C.18), errors due to such differences should be taken into account in the uncertainty evaluation using the original Equation (C.17) for $e_0(i, j)$.

C.3.2 Site insertion loss measured at a metal ground-plane site

The characteristics of an antenna above a metal ground plane may be influenced by the presence of the ground plane, that is, mutual coupling between the antenna and its image in the ground. As a result, the AF more or less varies in magnitude with the antenna height. This fact modifies Equation (C.15) to the following expression for the SIL measured at a metal ground-plane site, and with the set-up shown in Figure C.3:

$$A_i(i, j) = F_a(i|h_i, p) + F_a(j|h_j, p) + K(i, j|p) \quad \text{in dB} \quad (\text{C.20})$$

where

$F_a(i|h_i, p)$ is the height-dependent AF in $\text{dB}(\text{m}^{-1})$ of antenna i in its boresight direction, where the antenna is elevated at a height h_i and oriented for polarization p ;

$F_a(j|h_j, p)$ is the height-dependent AF in $\text{dB}(\text{m}^{-1})$ of antenna j in its boresight direction, where the antenna is elevated at a height h_j and oriented for polarization p .

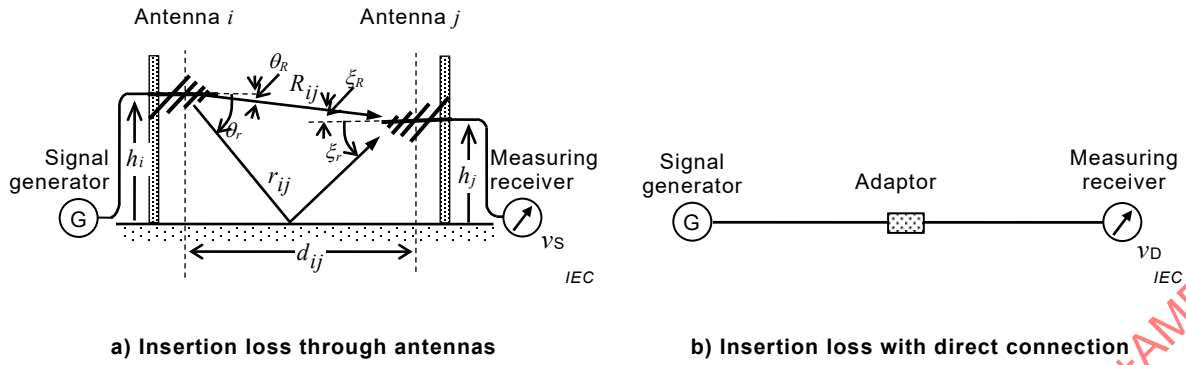


Figure C.3 – Insertion loss measurement for antenna calibration at a calibration site with a metal ground plane

In contrast to Equation (C.18), the parameter $K(i, j | p)$ accounting for the ground reflection effects is given by

$$K(i, j | p) = 20 \lg \left(\frac{39,8}{f_{\text{MHz}}} \right) - 20 \lg [e_0(i, j | p)] \quad \text{in dB(m}^2\text{)} \quad (\text{C.21})$$

with the field strength parameter given by

$$e_0(i, j | p) = \left| \frac{\Phi(i | h_i, p) \Phi(j | h_j, p)}{\Phi(i | \theta_R, h_i, p) \Phi(j | \xi_R, h_j, p)} \right| \times \left| \frac{e^{-j\beta R_{ij}}}{R_{ij}} + \rho_p \frac{e^{-j\beta r_{ij}}}{r_{ij}} \frac{\Phi(i | \theta_r, h_i, p) \Phi(j | \xi_r, h_j, p)}{\Phi(i | \theta_R, h_i, p) \Phi(j | \xi_R, h_j, p)} \right| \quad \text{in m}^{-1} \quad (\text{C.22})$$

Where

- $\Phi(i | \theta, h_i, p)$ is the height-dependent AF in m^{-1} of antenna i in direction θ from its boresight, where the antenna is elevated at a height h_i and oriented for polarization p ;
- $\Phi(j | \xi, h_j, p)$ is the height-dependent AF in m^{-1} of antenna j in direction ξ from its boresight, where the antenna is elevated at a height h_j and oriented for polarization p ;
- θ_R, θ_r denote the directions of the direct and ground-reflected waves radiated from antenna i referring to its boresight direction, respectively;
- ξ_R, ξ_r denote the directions of the direct and ground-reflected waves incident on antenna j referring to its boresight direction, respectively;
- R_{ij}, r_{ij} are the propagation distances of the direct and ground-reflected waves in actual antenna set-ups, i.e.

$$R_{ij} = \sqrt{d_{ij}^2 + (h_j - h_i)^2} \quad \text{and} \quad r_{ij} = \sqrt{d_{ij}^2 + (h_j + h_i)^2};$$
- β is the angular wave number, $2\pi/\lambda$;
- ρ_p is the reflection coefficient of a metal ground plane for polarization p (-1 for horizontal polarization, and $+1$ for vertical polarization).

If the paired antennas have broad beamwidth radiation patterns that can cover the direct and ground-reflected waves with their respective boresight AFs, that is,

$$\begin{aligned} \Phi(i | \theta_R, h_i, p) &\cong \Phi(i | \theta_r, h_i, p) \cong \Phi(i | h_i, p) \quad \text{and} \\ \Phi(j | \xi_R, h_j, p) &\cong \Phi(j | \xi_r, h_j, p) \cong \Phi(j | h_j, p) \end{aligned} \quad (\text{C.23})$$

the field strength parameter $e_0(i, j | p)$ in Equation (C.21) can be expressed as

$$e_0(i, j | p) = \left| \frac{e^{-j\beta R_{ij}}}{R_{ij}} + \rho_p \frac{e^{-j\beta r_{ij}}}{r_{ij}} \right| \text{ in m}^{-1} \quad (\text{C.24})$$

Equation (C.20) is the fundamental equation applicable to the TAM and SSM performed at a calibration site with a metal ground plane, for the frequency range above 30 MHz. However, because actual antenna set-ups can slightly differ from the specified values, errors due to such differences should be taken into account in the uncertainty evaluation using the original Equation (C.22) for $e_0(i, j | p)$.

C.3.3 Site attenuation measured at a metal ground-plane site

Similarly to the TAM, the SSM requires site attenuation measurements for three antenna pairs, in which one antenna is placed at 2 m in height above a metal ground plane, and the other is scanned in height from 1 m to 4 m [13]. The antennas are horizontally polarized, and separated by 10 m. The SSM assumes that the site attenuation measured for an antenna pair (i, j) can be expressed in the following form [61]:

$$A_s(i, j) = F_a(i) + F_a(j) + K_{SSM} \text{ in dB} \quad (\text{C.25})$$

where $F_a(i)$ and $F_a(j)$ are the AFs of antennas i and j in their boresight directions, respectively, and

$$K_{SSM} = 20 \lg \left(\frac{39,8}{f_{\text{MHz}}} \right) - 20 \lg [e_0(i, j)]_{\max} \text{ in dB(m}^2\text{)} \quad (\text{C.26})$$

with

$$e_0(i, j)_{\max} = \left\| \frac{e^{-j\beta R_{ij}}}{R_{ij}} - \frac{e^{-j\beta r_{ij}}}{r_{ij}} \right\|_{\max} \text{ in m}^{-1} \quad (\text{C.27})$$

and where $_{\max}$ denotes the maximum absolute value reached in the specified height scan range.

These assumptions are valid for infinitesimal dipole antennas, but not appropriate for various EMC antennas used in the frequency range from 30 MHz to 1 000 MHz, because the latter can have height-dependent and directivity-dependent AFs. For example, biconical antennas and tuned dipole antennas have uniform radiation patterns in the H-plane (i.e. vertical plane for horizontally-polarized antennas), but their AFs can change in magnitude with the antenna height at frequencies below 300 MHz. For these antennas, a rigorous expression for the SA is derived from Equations (C.20) through (C.22) as

$$A_s(i, j) = A_i(i, j)_{\min} = 20 \lg \left(\frac{39,8}{f_{\text{MHz}}} \right) + F_a(i | h_i, H) + F_a(j | h_j, H) - 20 \lg \left\{ \left\| \frac{e^{-j\beta R_{ij}}}{R_{ij}} - \frac{e^{-j\beta r_{ij}}}{r_{ij}} \right\|_{\max} \right\} \quad (\text{C.28})$$

Comparison between this accurate formula, and Equation (C.25), indicates that the SSM can yield the AFs for biconical and dipole antennas with large uncertainties, especially in the frequency range where the AFs vary considerably with the antenna height.

In contrast, the AF of an LPDA antenna used in the frequency range above 300 MHz is assumed to be independent of the antenna height above 1 m, but it varies in magnitude with the direction of an incident wave. For this type of antenna, a rigorous expression for the SA is derived from Equations (C.20) through (C.22) as

$$A_s(i, j) = A_i(i, j) \Big|_{\min} = F_a(i) + F_a(j) + 20 \lg \left(\frac{39,8}{f_{\text{MHz}}} \right) - 20 \lg \left\{ \left| \frac{\Phi(i | h_i, p) \Phi(j | h_j, p)}{\Phi(i | \theta_R, h_i, p) \Phi(j | \xi_R, h_j, p)} \right| \times \left| \frac{e^{-j\beta R_{ij}}}{R_{ij}} + \rho_p \frac{e^{-j\beta r_{ij}}}{r_{ij}} \frac{\Phi(i | \theta_R, h_i, p) \Phi(j | \xi_R, h_j, p)}{\Phi(i | \theta_r, h_i, p) \Phi(j | \xi_r, h_j, p)} \right| \right\}_{\max} \quad (\text{C.29})$$

Comparison between this detailed formula, and Equations (C.25) through (C.28), indicates that the SSM can yield the AFs of LPDA antennas with large uncertainties because of angular variations in the antenna factors.

Detailed explanations of the uncertainties associated with the SSM is given in A.5.

NOTE Rather than e_0 of Equation (C.27), reference [13] defines E_D that is the electric field strength in $\mu\text{V/m}$ radiated by a $\lambda/2$ dipole antenna ($g_a = 1,64$) with $P_t = 1$ pW supplied. Accordingly, $E_D(i, j | H) = \sqrt{49,2} e_0(i, j | H)$ at a metal ground-plane site. In this case, Equation (C.26) is rewritten as

$$K_{\text{SSM}} = 20 \lg \left(\frac{39,8 \sqrt{49,2}}{f_{\text{MHz}}} \right) - 20 \lg [E_D(i, j | H)] = 48,9 - 20 \lg(f_{\text{MHz}}) - 20 \lg [E_D(i, j | H)] \quad (\text{C.30})$$

C.4 Uncertainty contribution caused by near-field effects

The actual electric field strength in the near-field region of a transmit antenna is more complicated than that expressed by Equation (C.17) (see C.3.1). For example, a short dipole antenna radiates an electromagnetic wave with field strength given by the expression

$$e_0(i, j) = \frac{1}{d_{ij}} \left| 1 - \frac{j}{\beta d_{ij}} - \frac{1}{\beta^2 d_{ij}^2} \right| \quad \text{in } \text{m}^{-1} \quad (\text{C.31})$$

in the boresight direction [27]. The deviation between Equation (C.17) and the rigorous Equation (C.31) is plotted as a ratio in Figure C.4 for distances in the near-field region. Figure C.4 shows that Equation (C.17) may overestimate the actual field strength by more than 0,1 dB for distances d_{ij} shorter than λ . Accordingly, Equations (C.15) and (C.20) may lead to erroneous antenna factors when a receive antenna is placed in the near-field region. To reduce uncertainties related to e_0 , antenna calibration should be performed at a separation distance d_{ij} greater than one wavelength.

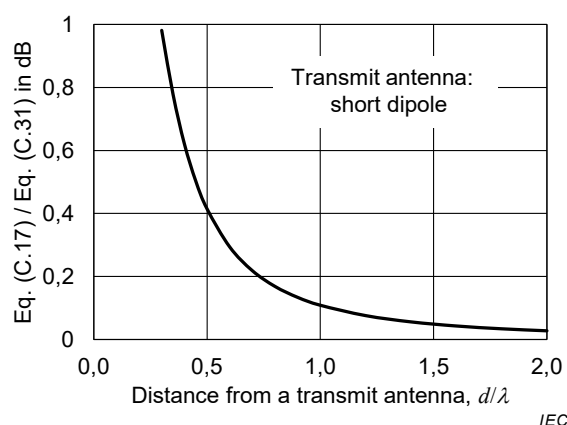


Figure C.4 – Comparison of field strength given by Equation (C.17) versus in near-field region given by Equation (C.31)

In the calibration of an aperture antenna such as a horn antenna, another criterion is usually applied to satisfy the far field condition:

$$d_{ij} > \frac{2D^2}{\lambda} \quad \text{in m} \quad (\text{C.32})$$

where D is the largest dimension in metres of the radiating aperture of an AUC. However for broadband horns, at higher frequencies D can be effectively reduced from the structural dimension of the aperture, because the antenna radiates from a smaller area of the aperture. The right-hand side of Equation (C.32) is called the far-field distance, or Rayleigh distance, i.e. the distance to restrict an error in the measured gain of the AUC to about 0,25 dB, where the transmit and receive antennas are identical in the structure. To reduce the error to less than 0,1 dB, the distance should be increased to $\geq 4D^2/\lambda$.

The near-field effects mentioned above are fundamental sources of uncertainty in antenna calibration. However, this uncertainty component should be considered along with other uncertainty contributions caused by the antenna proximity coupling and the AF height variation described in the following subclauses, as well as the non-uniformity in the incident field, because those effects are also noticeable in the near-field region.

C.5 Uncertainty contribution due to the antenna proximity coupling

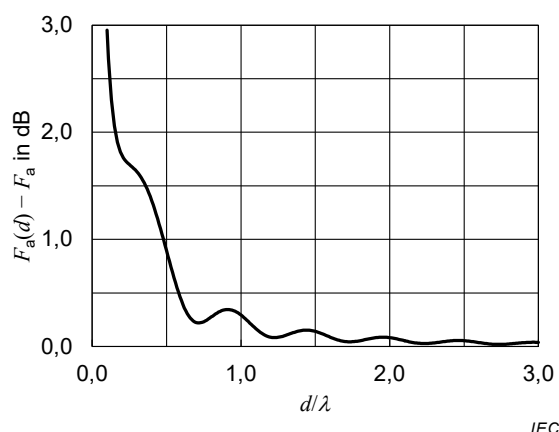
This subclause describes the near-field effects caused by: 1) field strength variation in the near field, and 2) antenna proximity (mutual) coupling influencing the antenna impedance of each antenna. The proximity coupling between transmit and receive antennas can slightly change the antenna impedance Z_a of both antennas. When the antennas are not sufficiently separated, the AF of each antenna can be affected by the presence of the other antenna [63].

Figure C.5 shows theoretical calculations of proximity coupling effects on the AF given by the two-antenna method (which gives the same result as the TAM when the transmit and receive antennas are identical) performed in a free-space environment. The effective load impedance (defined in C.2) is $Z_0' = 50 \Omega$ for all the antennas considered in Figure C.5. From Figure C.5, it is evident that the AF differs from its free-space value, F_a , as the separation distance d decreases. The two contributors to the AF deviation shown in Figure C.5 are the proximity coupling between two antennas affecting the antenna impedance, and the field strength variation in the near field, i.e. described in C.4. The dominant effect is the near field, however the equation used to calculate $F_a(d)$ assumes a relationship of field strength inversely proportional to separation distance.

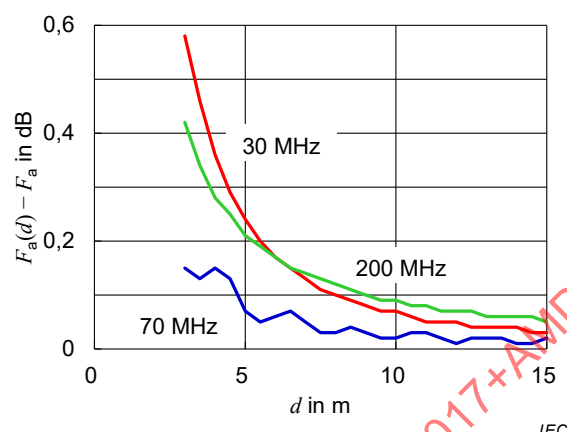
The criterion for the antenna separation distance depends on the target uncertainty attained by antenna calibration. Although Figure C.5 was calculated for the two-antenna method in free space, it gives a rough idea of the minimum separation distance d_0 required for the TAM and the SAM to yield F_a with a proximity coupling error less than $\pm 0,2$ dB.

Figure C.5 d) does not relate to proximity coupling, but rather to the error in AF if the LPDA phase centre positions are corrected according to Equation (55) (see 7.5.2.2). The simulation is of an LPDA antenna designed to cover the frequency range 250 MHz to 1 GHz. The simulation assumes the separation distance is measured from the mechanical centre of the antenna, i.e. 0,21 m behind the tip. The error is less than 0,07 dB for 3 m separation between antenna centres. This small error arises because Equation (55) gives only an approximation to the phase centre at each frequency.

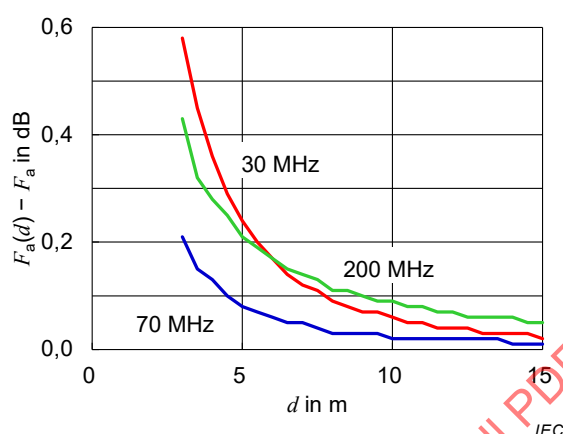
The SSM was originally developed ignoring the effect of antenna proximity coupling. The effect of ground plane reflection can be quantified by using computer simulation [19].



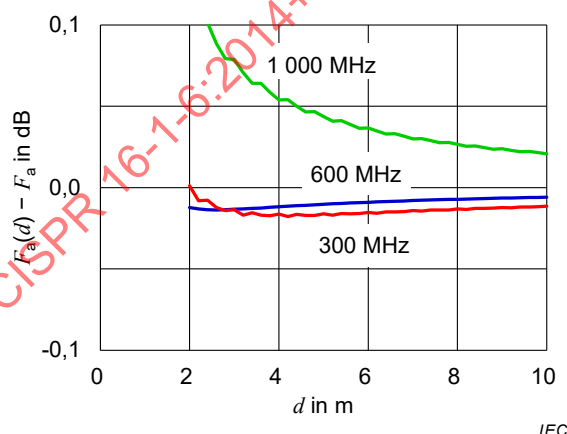
a) Half-wave tuned dipole antenna
($Z'_0 = 50 \Omega$)



b) Biconical antenna ($Z'_0 = 50 \Omega$)



c) Biconical antenna ($Z'_0 = 200 \Omega$)



d) LPDA ($Z'_0 = 50 \Omega$)

Subfigures a), b), and c) show the theoretical deviation of AF from the free-space value, F_a , caused by proximity coupling effects. Subfigure d) shows the deviation caused by errors in the phase centre locations, using Equation (55) (see 7.5.2.2); d is the distance between the antenna mid-points, being 21 cm behind the tip; $l_{\min} = 0,067$ m, $l_{\max} = 0,532$ m; $d_{\min} = 0,022$ m, $d_{\max} = 0,398$ m.

Figure C.5 – Theoretical calculations of proximity coupling effects on the AF from the TAM (free-space conditions)

C.6 Uncertainty contribution due to the ground plane reflection

C.6.1 Coupling to image in ground plane

In addition to the antenna proximity coupling, the antenna characteristics are influenced by reflections from nearby objects, in particular by a metal ground plane. This influence is caused by mutual coupling between the antenna and its image in the ground plane, leading to a height dependence of the antenna factor.

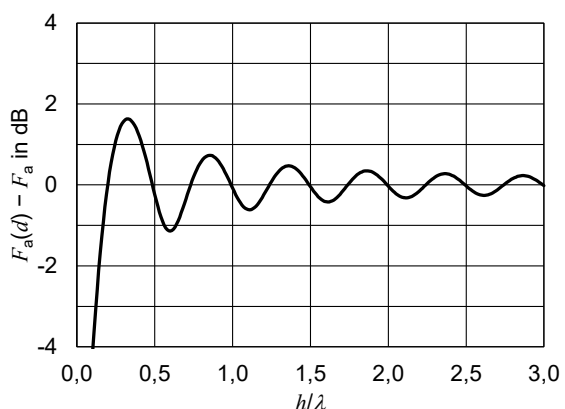
Examples of height variation of the AF theoretically analyzed are shown in Figure C.6, where a large deviation of the AF from its free-space value F_a is observed near the ground plane [48], [50], [63].

The variation of AF with height of a biconical antenna is plotted in Figure C.7 for a 50Ω balun, and in Figure C.9 for a 200Ω balun. The biconical element cross-bar is pointing along

the axis between the horizontally polarized antennas, demonstrating the glitch in AFs at 224 MHz; the glitch is reduced if the cross-bars are vertically oriented, however this makes the AF more sensitive to the deformation of the radiation pattern (see also A.4.3). These plots were computed with an NEC package [52] that includes a model of a biconical antenna, but any other model of wire antenna can be substituted. As shown in Figure C.8, the deviation of $F_a(h)$ from F_a can be more than 1 dB, and asymptotically decreases with increase in the antenna height.

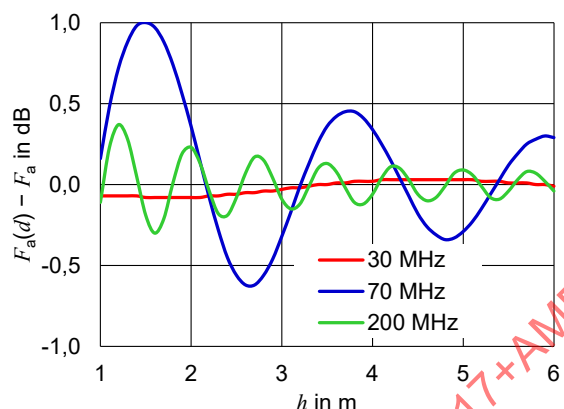
The AF of a tuned dipole and a biconical antenna approaches its free-space values at multiple antenna heights, as shown in Figure C.6; similarly Table C.1 indicates multiple height ranges for an error not exceeding 0,3 dB. The antenna factor approaches its free-space value with a period of nearly $\lambda/2$. One of the ranges should be selected for antenna calibration. Practical heights below 6 m, using the middle of the height range, are shown in Table B.7 (see B.5.2), which also shows the antenna separation distance and the height of the paired antenna to avoid a signal null.

Based on Figure C.6, the effect of the height variation of the AF should be evaluated in an uncertainty analysis of the TAM or the SAM antenna calibration, performed in the frequency range below 300 MHz, where the antennas are aligned for horizontal polarization above a metal ground plane. It is noted also that the SSM antenna calibration was originally developed ignoring height dependence of the AF [62].



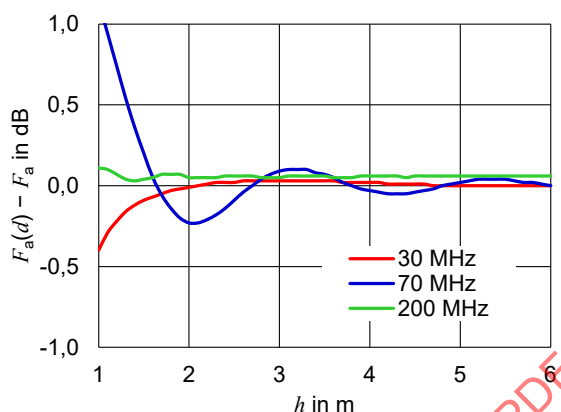
IEC

a) Half-wave tuned dipole antenna
($Z'_0 = 50 \Omega$; horizontal polarization)



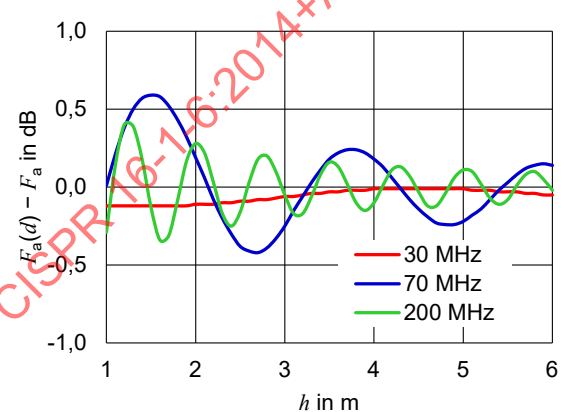
IEC

b) Biconical antenna
($Z'_0 = 50 \Omega$; horizontal polarization)



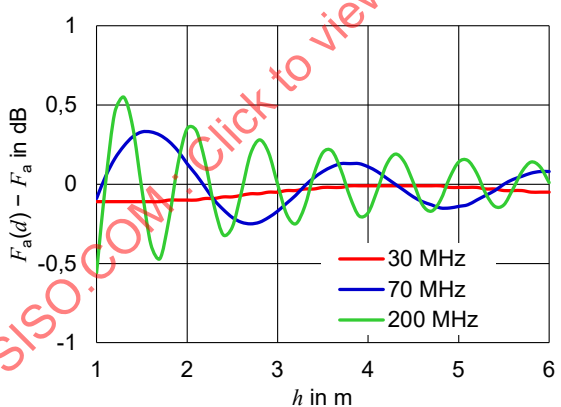
IEC

c) Biconical antenna
($Z'_0 = 50 \Omega$; vertical polarization)



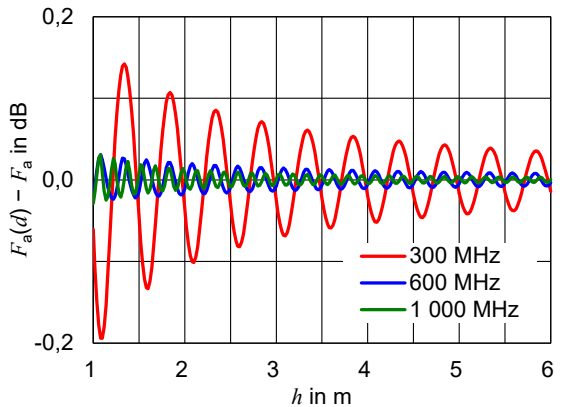
IEC

d) Biconical antenna
($Z'_0 = 100 \Omega$; horizontal polarization)



IEC

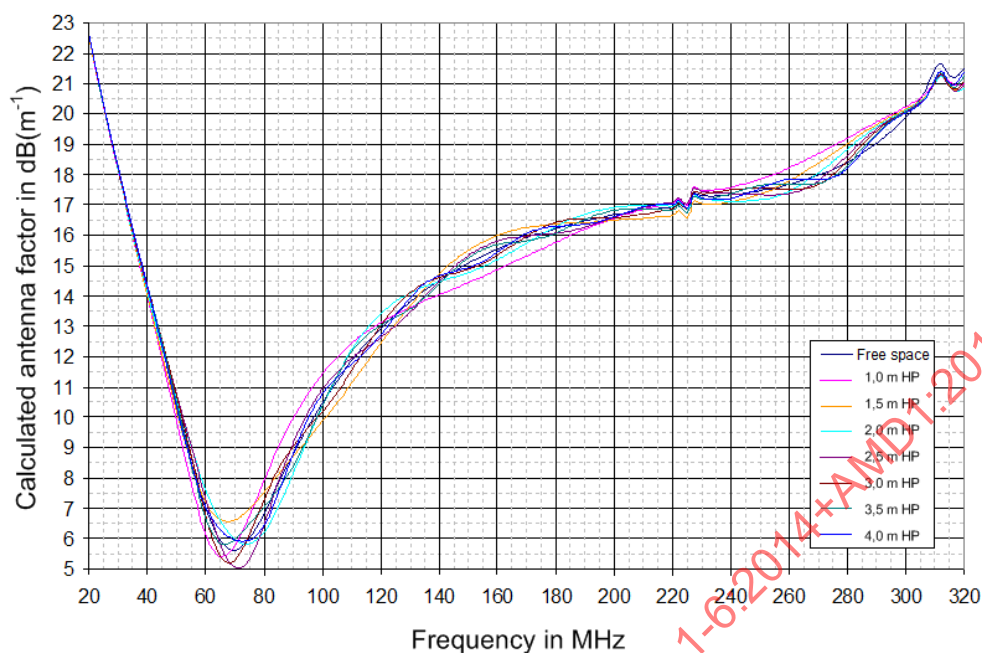
e) Biconical antenna
($Z'_0 = 200 \Omega$; horizontal polarization)



IEC

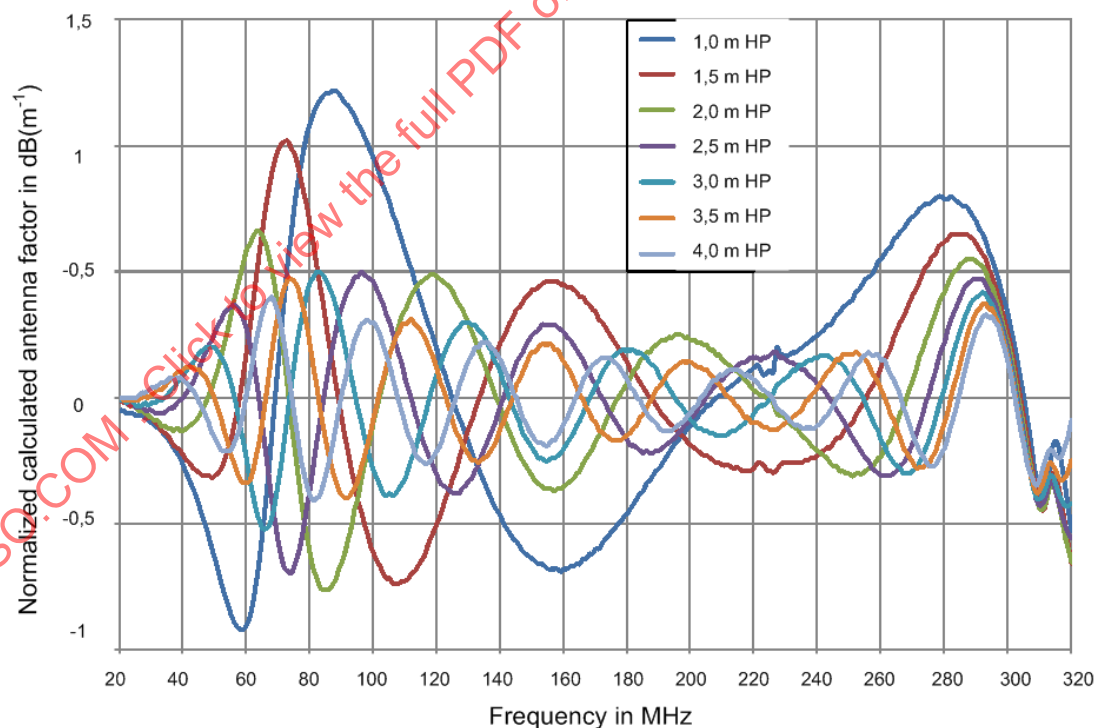
f) LPDA antenna
($Z'_0 = 50 \Omega$; horizontal polarization)

Figure C.6 – Deviation of AF from free-space value, F_a , caused by mutual coupling to the image in a metal ground plane (theoretical results)



IEC

Figure C.7 – Variation of $F_a(h,H)$ of biconical antenna with 50 Ω balun, 30 MHz to 320 MHz at heights every 0,5 m above a ground plane from 1 m to 4 m



IEC

Figure C.8 – AF of Figure C.7 normalized to free-space AF

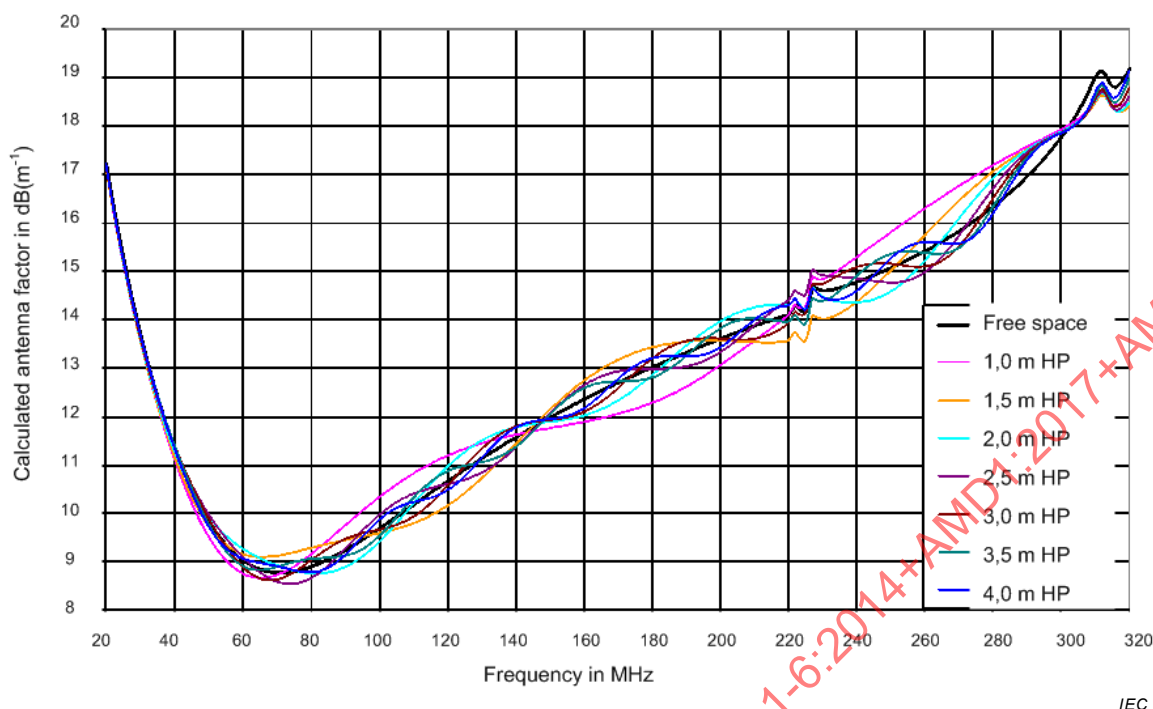


Figure C.9 – Variation of $F_a(h,H)$ of biconical antenna with 200Ω balun, 30 MHz to 320 MHz at heights every 0,5 m above a ground plane from 1 m to 4 m

Table C.1 – Examples of the antenna height range h for horizontal polarization for an error $\leq 0,3$ dB

Antenna type (H-polarization)	Antenna height range in m yielding an error due to the image effect of $\leq 0,3$ dB (see Figure C.6)	In case of h_i being below the minimum height
Half-wave tuned dipole	For $(50 \Omega \leq Z_0' < 100 \Omega)$: $\begin{aligned} (143 / f_{\text{MHz}}) \leq h \leq (152 / f_{\text{MHz}}); \\ (213 / f_{\text{MHz}}) \leq h \leq (226 / f_{\text{MHz}}); \\ (286 / f_{\text{MHz}}) \leq h \leq (309 / f_{\text{MHz}}); \\ (358 / f_{\text{MHz}}) \leq h \leq (388 / f_{\text{MHz}}); \\ (432 / f_{\text{MHz}}) \leq h \leq (468 / f_{\text{MHz}}); \\ (508 / f_{\text{MHz}}) \leq h \leq (550 / f_{\text{MHz}}); \\ h \geq (550 / f_{\text{MHz}}); \end{aligned}$ for $(100 \Omega \leq Z_0' < 200 \Omega)$: use height ranges for $(50 \Omega \leq Z_0' < 100 \Omega)$ and $h \geq (372 / f_{\text{MHz}})$; for $(Z_0' \geq 200 \Omega)$: use height ranges for $(50 \Omega \leq Z_0' < 100 \Omega)$ and $h \geq (219 / f_{\text{MHz}})$.	Uncertainty should be evaluated for the actual antenna set-up by referring to Figure C.6 to Figure C.9. To improve uncertainty, the image effect can be reduced by using a large height, or absorber (see 9.3.3); or by using VP (see 9.3).
Biconical	For $(Z_0' < 100 \Omega)$: $\begin{aligned} h \geq 2,6, \text{ for } (30 \text{ MHz} \leq f < 60 \text{ MHz}); \\ \{(230 / f_{\text{MHz}}) - 0,1\} \leq h \leq \{(230 / f_{\text{MHz}}) + 0,1\}, \\ \text{for } (60 \text{ MHz} \leq f < 75 \text{ MHz}); \\ \{(290 / f_{\text{MHz}}) - 0,1\} \leq h \leq \{(290 / f_{\text{MHz}}) + 0,1\}, \\ \text{for } (75 \text{ MHz} \leq f < 95 \text{ MHz}); \\ h \geq (370 / f_{\text{MHz}}), \text{ for } (f \geq 95 \text{ MHz}); \end{aligned}$ for $(Z_0' \geq 100 \Omega)$: $h \geq 2,8, \text{ for } (30 \text{ MHz} \leq f \leq 250 \text{ MHz})$.	
LPDA	$h \geq 1,0, \text{ for } (f \geq 200 \text{ MHz})$.	
Hybrid	Same as for biconical for $(30 \text{ MHz} \leq f \leq 240 \text{ MHz})$; same as for LPDA for $(f > 140 \text{ MHz})$.	

NOTE f_{MHz} is the frequency in MHz, h is the height in m, and Z_0' is the effective load impedance described in C.2.

C.6.2 Correction factors $\Delta F_{a,SSM}$ for F_a of biconical antenna

Subclause 8.4.3 describes the use of correction factors $\Delta F_{a,SSM}$ to convert AF measured by SSM to F_a . The software CAP2010 [52] was used to calculate the $\Delta F_{a,SSM}$ in Table C.2; the software package includes the NEC model of the biconical antenna elements that were used. Any other model of wire antenna can be substituted. The calculation of $\Delta F_{a,SSM}$ requires that both antennas are the same model.

The layout of the biconical antenna is shown in Figure C.10, with numbered wires whose lengths are listed in Table C.3. Each half of a biconical antenna is made up of six such triangular sections, only one of which has the cross-bar, i.e. wire number 5. The angle between each bent wire and the central wire is 30° , and the angle at each bend is 90° ; therefore, the entire structure of each cone may be defined by the single cone length dimension l . For the NEC model of Table C.2, $l = 0,6$ m, and there were additional wires that represented the bulk sockets at each end of the wire “cage”; the NEC-predicted AF agreed with the measured AF of the physical antenna to within 0,3 dB.

Table C.2 – Correction factors $\Delta F_{a,SSM}$ to convert AF measured by SSM to F_a

Frequency MHz	50 Ω balun dB	200 Ω balun dB	Frequency MHz	50 Ω balun dB	200 Ω balun dB
30	0,12	0,14	170	–0,09	–0,28
35	0,09	0,10	175	–0,04	–0,23
40	0,05	0,07	180	0,04	–0,18
45	0,02	0,05	185	0,08	–0,09
50	0,00	0,05	190	0,12	–0,04
55	0,10	0,10	195	0,14	0,05
60	0,32	0,17	200	0,14	0,07
65	0,53	0,21	205	0,14	0,09
70	0,34	0,16	210	0,11	0,09
75	–0,09	0,05	215	0,09	0,04
80	–0,50	–0,11	220	0,08	0,00
85	–0,52	–0,21	225	0,02	–0,10
90	–0,43	–0,23	230	–0,03	–0,21
95	–0,29	–0,22	235	–0,08	–0,29
100	–0,12	–0,19	240	–0,10	–0,37
105	0,02	–0,12	245	–0,17	–0,44
110	0,12	–0,05	250	–0,22	–0,44
115	0,19	0,03	255	–0,20	–0,34
120	0,20	0,10	260	–0,16	–0,29
125	0,16	0,13	265	–0,15	–0,21
130	0,12	0,13	270	–0,06	–0,03
135	0,04	0,11	275	0,06	0,09
140	–0,04	0,05	280	0,13	0,08
145	–0,11	–0,03	285	0,14	0,10
150	–0,16	–0,10	290	0,14	0,10
155	–0,20	–0,19	295	0,10	0,10
160	–0,18	–0,24	300	0,08	–0,04
165	–0,16	–0,27			

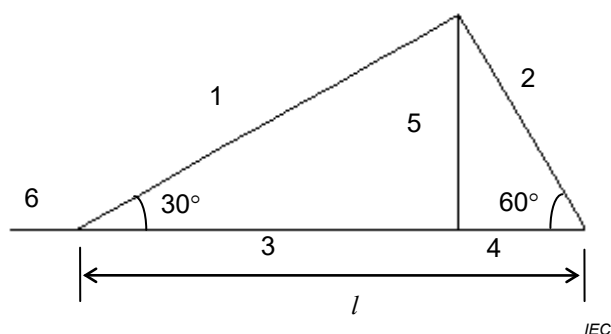


Figure C.10 – Diagram of one triangular section of a biconical antenna element

Table C.3 – Mechanical dimensions for the biconical antenna [52]

Wire No.	Total Number of Segments	Total Length m
1	10	$0,52 \left(l \sqrt{3}/2 \right)$
2	5	$0,30 \left(l/2 \right)$
3	8	$0,44 \left(3l/4 \right)$
4	3	$0,15 \left(l/4 \right)$
5	5	$0,25 \left(l \sqrt{3}/4 \right)$
6	3	0,097 5

C.7 Uncertainty contribution due to the antenna radiation pattern

C.7.1 General

Equations (C.17) and (C.22) (C.3.1, C.3.2) include the effects of variation in the radiation pattern of antennas in terms of $\Phi(i|\theta)$, $\Phi(j|\xi)$, as well as other parameters. Examples of measured patterns are plotted in Figure C.11, Figure C.12, and Figure C.13, for each type of antenna used in the frequency range from 30 MHz to 1000 MHz. When antennas are not properly oriented during the calibration process, the uncertainty increases due to variation in the radiation pattern of the antennas. This variation should be evaluated for each type of antenna, where Figure C.11, Figure C.12, and Figure C.13 can be used as examples of the radiation patterns.

The uncertainty analyses carried out for calibrations performed at a metal ground-plane site should address the effects of the radiation pattern on a ground-reflected wave, based on Equation (C.22). Because the antennas have broad beamwidths, it is not necessary to know $\Phi(i|\theta, h_i, p)$ and $\Phi(j|\xi, h_j, p)$ precisely, and it is possible to set up the antennas for calibration purposes such that one of the two following conditions is met:

- $\Phi(i|\theta_R, h_i, p) \cong \Phi(i|\theta_r, h_i, p) \cong \Phi(j|\xi_R, h_j, p) \cong \Phi(j|\xi_r, h_j, p) \cong 1$, where both the direct and ground-reflected waves are in the main lobe of the other antenna, or
- $\Phi(i|\theta_R, h_i, p) \gg \Phi(i|\theta_r, h_i, p)$, $\Phi(j|\xi_R, h_j, p) \gg \Phi(j|\xi_r, h_j, p)$, and $1/R \gg 1/r$, where the effects of the ground-reflected wave are negligibly small compared with those of the direct wave. RF absorbers can be effective to reduce the ground-reflected wave.

The SSM is in terms of the radiation pattern of a short dipole antenna, and therefore noticeable errors can be introduced in the determined AF of a directive antenna, such as an LPDA, that should be taken into account in the uncertainty evaluation.

For example, omnidirectional antennas, such as biconical antennas, are usually placed in horizontal polarization, where the preceding condition a) applies. The more directional LPDA or hybrid antennas should be set up to have sufficient separation between the AUC and the paired antenna to reduce the effects of ground reflected waves incident from a direction other than boresight, where condition a) applies. In addition, condition b) can apply for calibration of LPDA antennas, where they are elevated at high positions and separated by a comparably short distance.

In the following subclauses, radiation patterns are shown in terms of the relative realized gain g_a that is inversely proportional to the square of the antenna factor Φ , as shown in Equation (C.6) (see C.2.1).

C.7.2 Biconical antennas

Biconical antennas can be assumed to have omnidirectional radiation patterns in the H-plane, but will have E-plane patterns that differ from those of an ideal half-wave tuned dipole antenna depending on the frequency, as shown in the examples of Figure C.11.

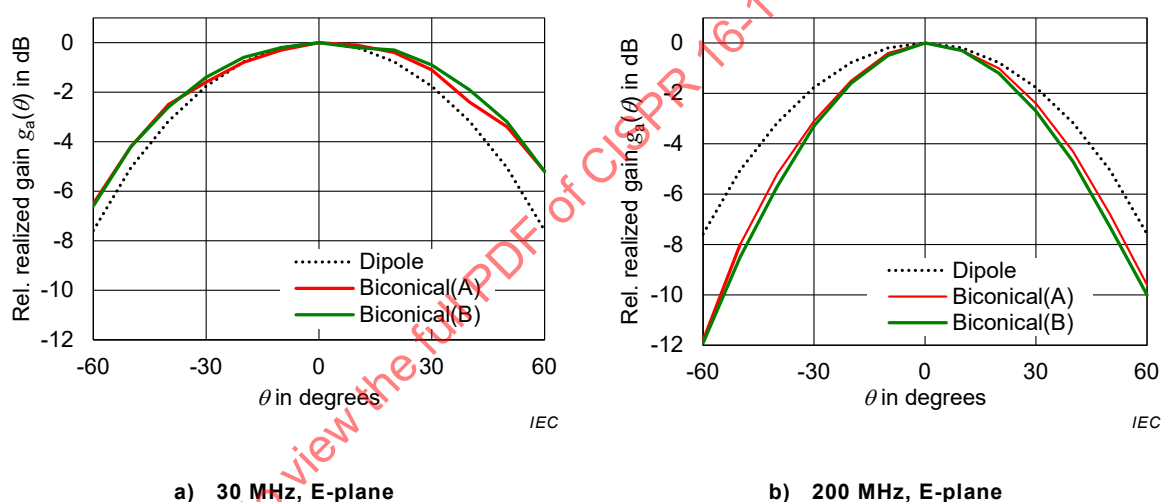
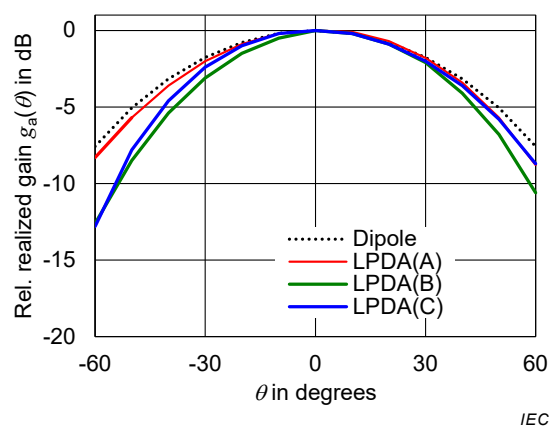


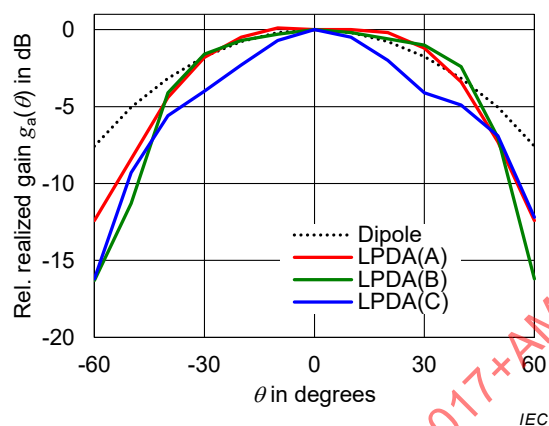
Figure C.11 – Examples of radiation patterns (relative realized gain) of two example biconical antennas compared to ideal half-wave tuned dipole antenna

C.7.3 LPDA antennas

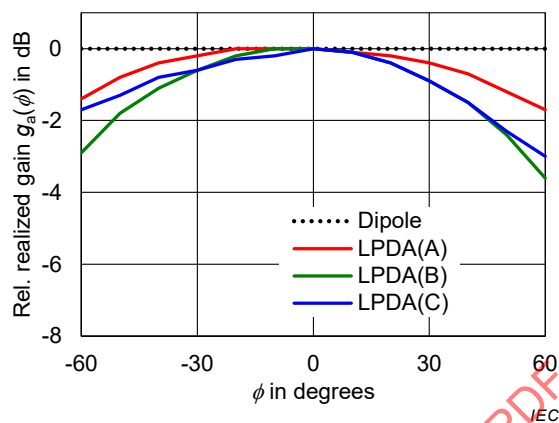
Depending upon antenna design and frequency, LPDA antennas have radiation patterns in the E-planes and H-planes that differ from those of an ideal half-wave tuned dipole antenna, as shown in the examples of Figure C.12.



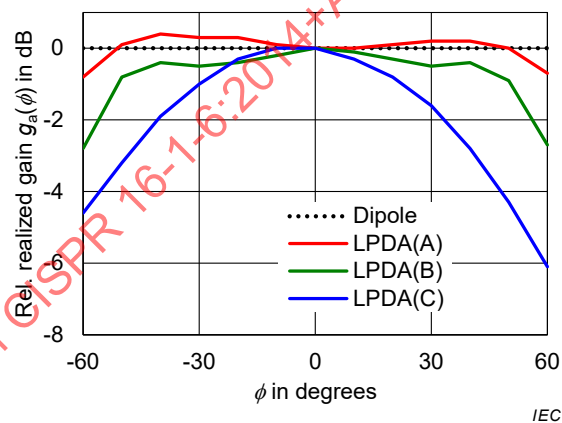
a) 300 MHz, E-plane



b) 1 000 MHz, E-plane



c) 300 MHz, H-plane

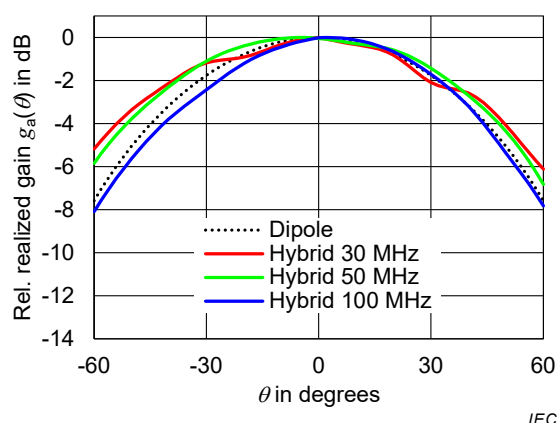


d) 1 000 MHz, H-plane

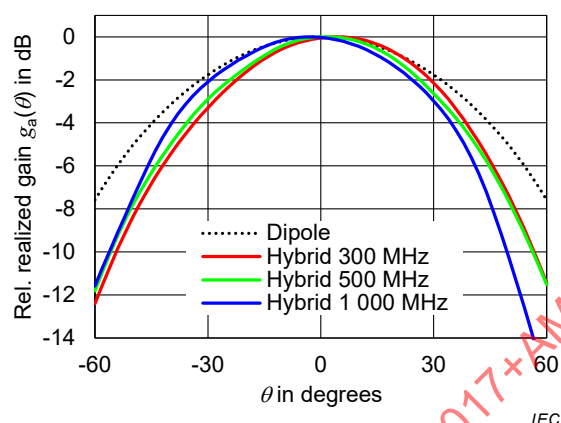
Figure C.12 – Examples of radiation patterns (relative realized gain) of three example LPDA antennas, compared to ideal half-wave tuned dipole antenna

C.7.4 Hybrid antennas

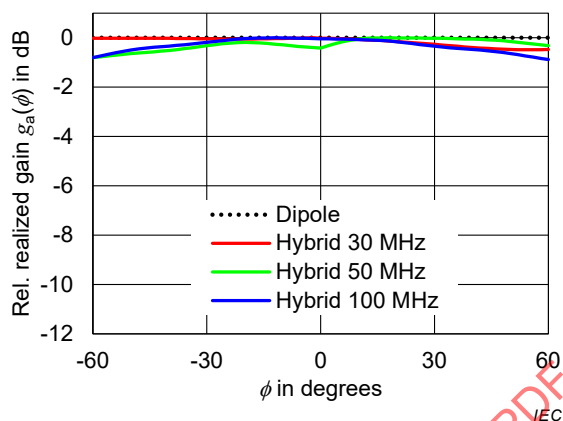
Depending on the antenna design and the frequency, hybrid antennas have radiation patterns in the E-planes and H-planes that differ from those of an ideal half-wave tuned dipole antenna, as shown in the examples of Figure C.13.



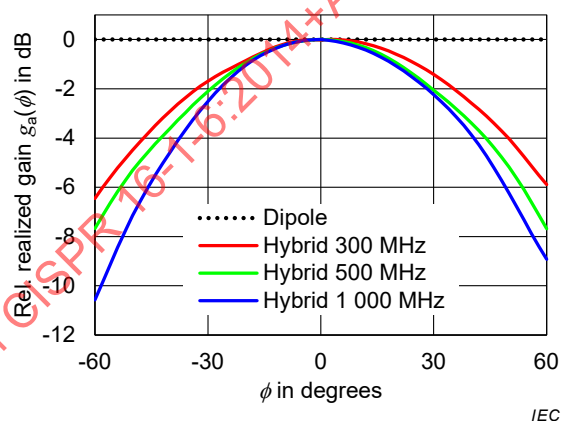
a) VHF band, E-plane



b) UHF band, E-plane



c) VHF band, H-plane

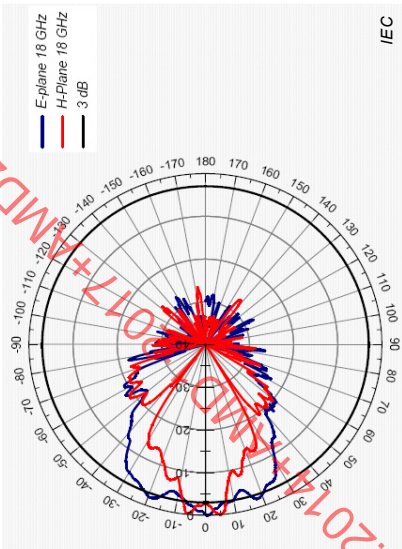


d) UHF band, H-plane

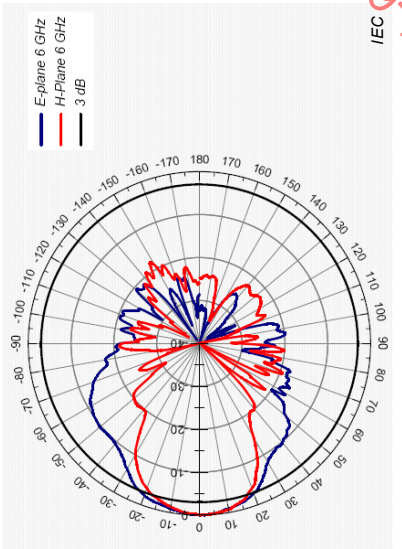
Figure C.13 – Examples of radiation patterns (relative realized gain) of an example hybrid antenna, compared to ideal half-wave tuned dipole antenna

C.7.5 Horn and LPDA antennas from 1 GHz to 18 GHz

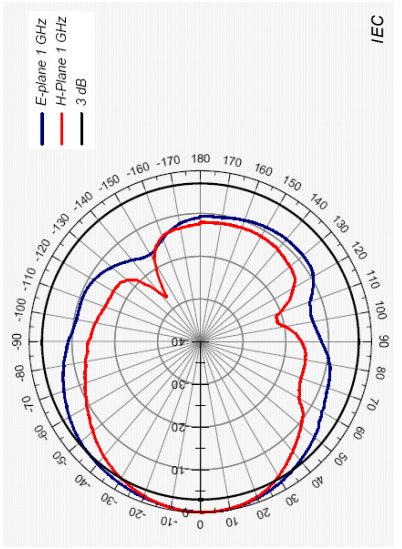
An investigation of several antennas specified to operate in the frequency range from 1 GHz to 18 GHz was performed [55]. The 360° antenna patterns at 1 GHz, 6 GHz and 18 GHz were measured. Figure C.14, Figure C.15, Figure C.16, and Figure C.17 show example E-plane and H-plane radiation patterns of four types of EMC horn and LPDA antennas for the frequencies 1 GHz, 6 GHz and 18 GHz. These are: Figure C.14 classical DRH, Figure C.15 novel DRH, Figure C.16 classical LPDA, and Figure C.17 V-type LPDA antenna.



c) 18 GHz

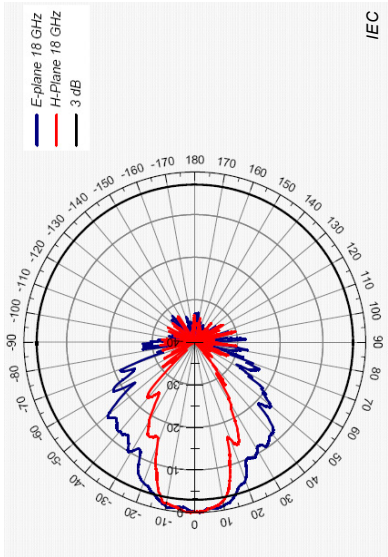


b) 6 GHz

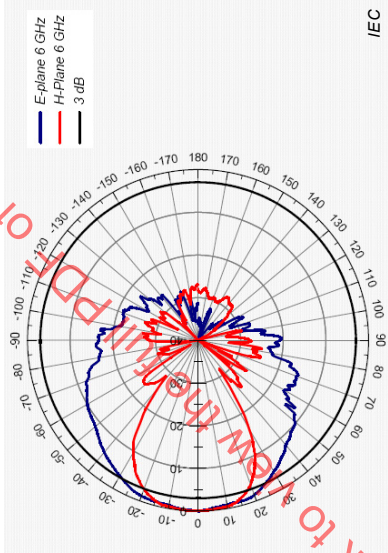


a) 1 GHz

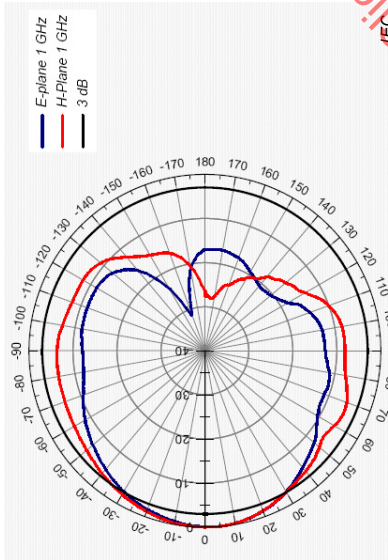
Figure C.14 – Example radiation patterns for classical DRH antenna



c) 18 GHz

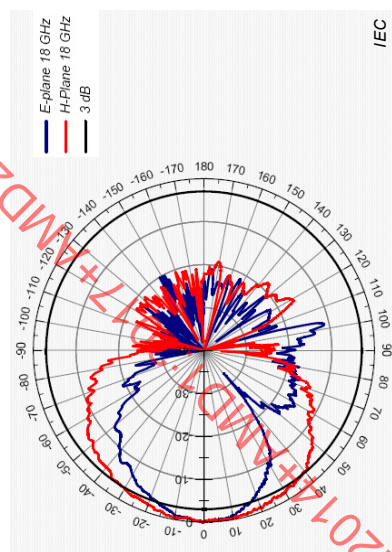


b) 6 GHz

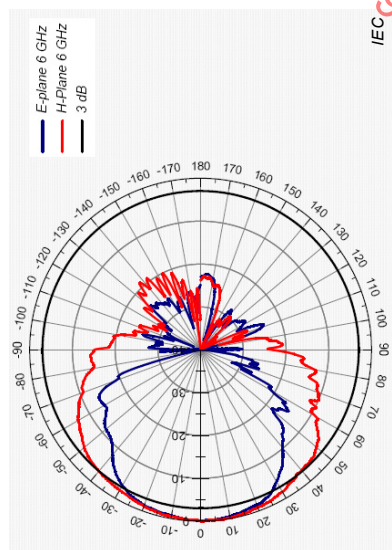


a) 1 GHz

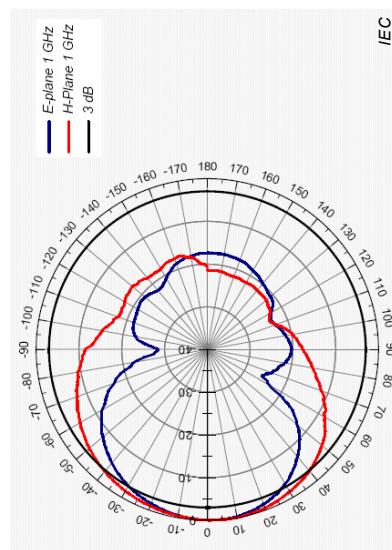
Figure C.15 – Example radiation patterns for novel DRH antenna



c) 18 GHz

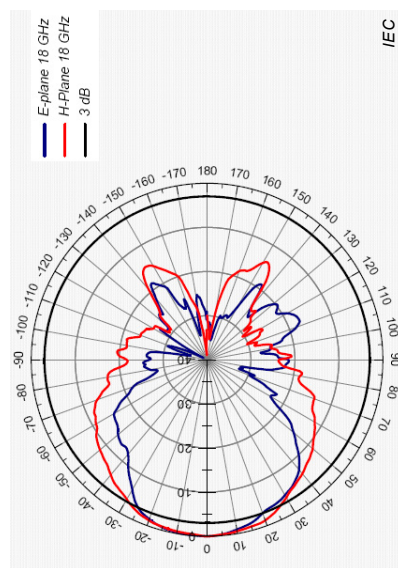


b) 6 GHz

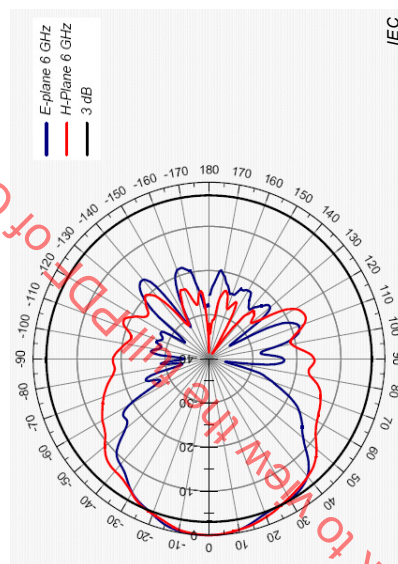


a) 1 GHz

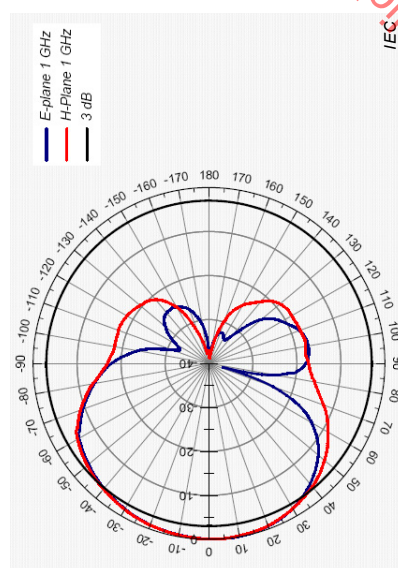
Figure C.16 – Example radiation patterns for classical LPDA antenna



c) 18 GHz



b) 6 GHz



a) 1 GHz

Figure C.17 – Example radiation patterns for V-type LPDA antenna

Annex D (informative)

Background information and rationale for calibration of antennas at frequencies above 1 GHz

D.1 Mismatch uncertainty

The reflection coefficients, and therefore the impedance match, of typical wideband EMC antennas tends to vary significantly across the operating band, sometimes exhibiting peaks as high as $|\Gamma| = 0,5$ (i.e. return loss = 6 dB) and more. Even though matching attenuators are used during the measurements, these are not perfect and the resulting mismatch uncertainty can become significant for a very poorly matched antenna.

For example, a good type N 6 dB matching attenuator will have a reflection coefficient of $|\Gamma| \leq 0,07$ (return loss > 23 dB). If this is connected to an antenna with $|\Gamma| = 0,5$, a Z_0 mismatch uncertainty of up to 0,32 dB could result, assuming a receiver with $|\Gamma| = 0,05$. The match of these attenuators can be expected to deteriorate over time as they become worn through repeated connection and disconnection, which makes regular verification essential.

Personnel who are used to dealing with antennas, cables and connectors below 1 GHz should be aware that losses and mismatches increase rapidly with frequency above 1 GHz, and this is especially true for smaller connectors and transmission line sizes, such as coaxial 2,92 mm and 2,4 mm.

D.2 Mutual coupling between antennas and chamber reflection

If the pair of antennas comprises horns, the effect of multiple reflections between the two horns, including the equipment to which the horns are mounted, appears as an oscillation with period $\lambda/2$, which decays slowly as the separation distance d increases. Combining this effect with chamber reflections, the error could be significant when one uses a single value of d in determining F_a .

To remove the effect of chamber reflection, the pair of antennas keeping separation fixed can be moved (e.g. in increments of $\lambda/8$) to different locations within the central region of the chamber (i.e. moving the antennas in tandem), then the results averaged. The position and number used for averaging depend on the quality of the specific anechoic chamber.

A possible method of reducing the variation of AF caused by mutual coupling is to perform a swept frequency measurement at a fixed distance, R , and to use a sliding window (equivalent to smoothing) to average the AF. A possible problem with this is that it will not only remove the ripples caused by mutual coupling and chamber reflections, but also remove the natural undulations in horn gain (which are caused by reflections between the throat and the front face of the horn). This problem would be minimized if the periodicity of the ripples due to coupling and reflections is shorter than that of the gain ripple.

The application of averaging needs to be carefully considered, and to be supported by experience. Averaging adds extra time to a calibration. However, for a relaxed overall uncertainty, these processes could be avoided by adding an uncertainty component related to the size of the ripple.

D.3 Antenna separation distance and phase centre

The separation distance d_{12} can be expressed by Equation (D.1):

$$d_{12} = r_{12} + \Delta_1 + d_2 \quad (\text{D.1})$$

where

- r_{12} is the tip-to-tip distance of an LPDA antenna (for a DRH antenna the “aperture face” is taken as the “tip”);
- Δ_1 and d_2 are distances from the antenna tip or aperture to the phase centres within the antenna, as shown in Figure D.1.

The phase centre for an LPDA antenna can be found from Equation (55) (see 7.5.2.2). Therefore, for different combinations of DRH, LPDA, biconical and dipole antennas, the separation distance between phase centres can be calculated by using Equation (D.1). In general, the phase centre of a dipole antenna is the centre point of the radiating elements, but for directional antennas, such as DRH and LPDA, the situation is more complicated. The phase centre is considered in 7.5.3, which can be used to reduce the uncertainty of F_a ; however reference [30] for example reports large variations between different horn designs. Figure D.2 shows an example of a transmission system between a DRH antenna and an LPDA antenna. Figure D.3 shows an example of the measured F_a of a DRH at 4,5 GHz, for antenna separations between 1,5 m and 2,5 m, using the TAM and two paired LPDA antennas. Figure D.3 shows that the error due to horn phase centre is 0,8 dB at 1,5 m separation, and 0,4 dB at 3 m separation. For the purposes of EMC radiated disturbance measurements, the front face of the horn is a sufficient reference position, and the variation in phase centre can be dealt with by an uncertainty term.

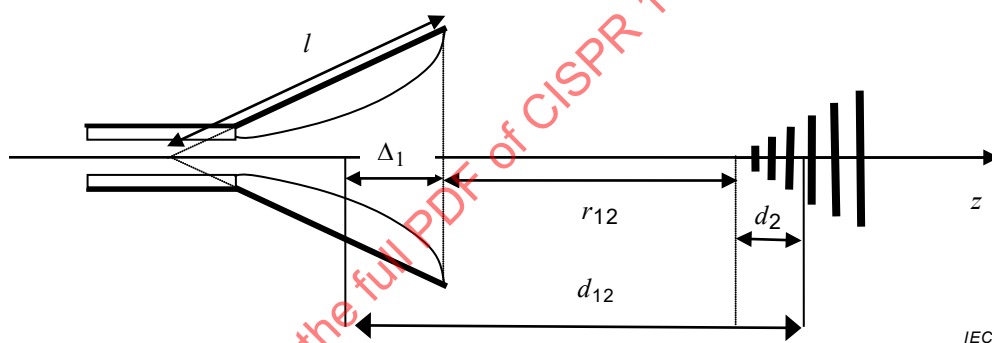


Figure D.1 – Relative phase centres of a DRH antenna and an LPDA antenna

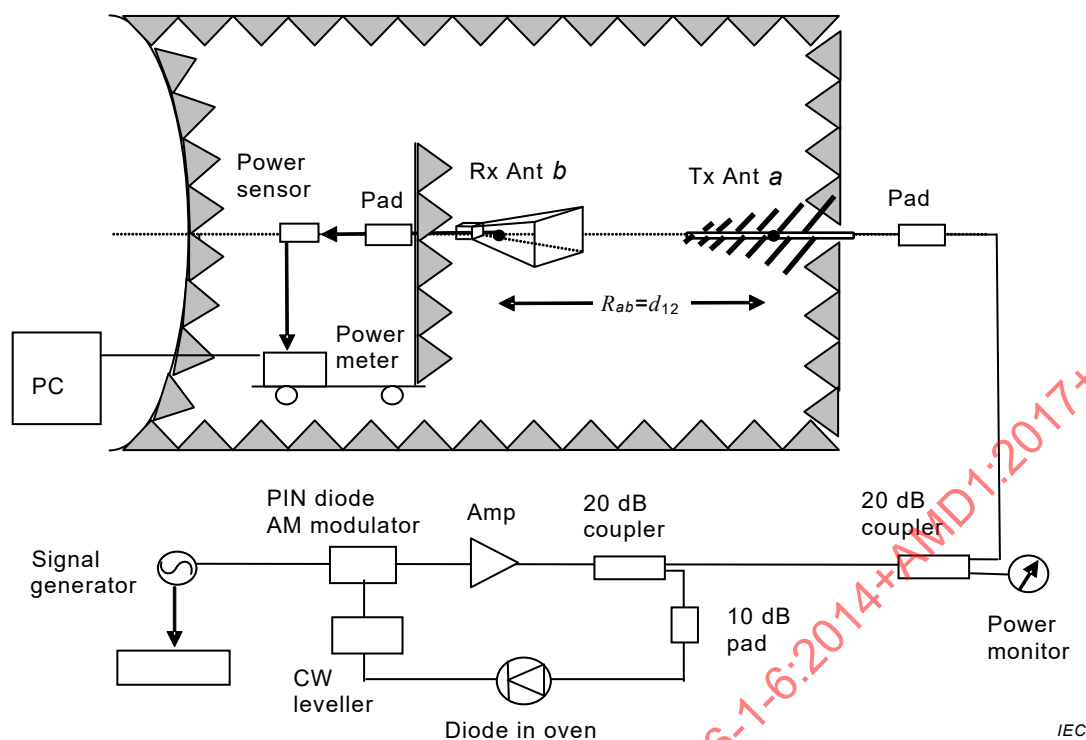
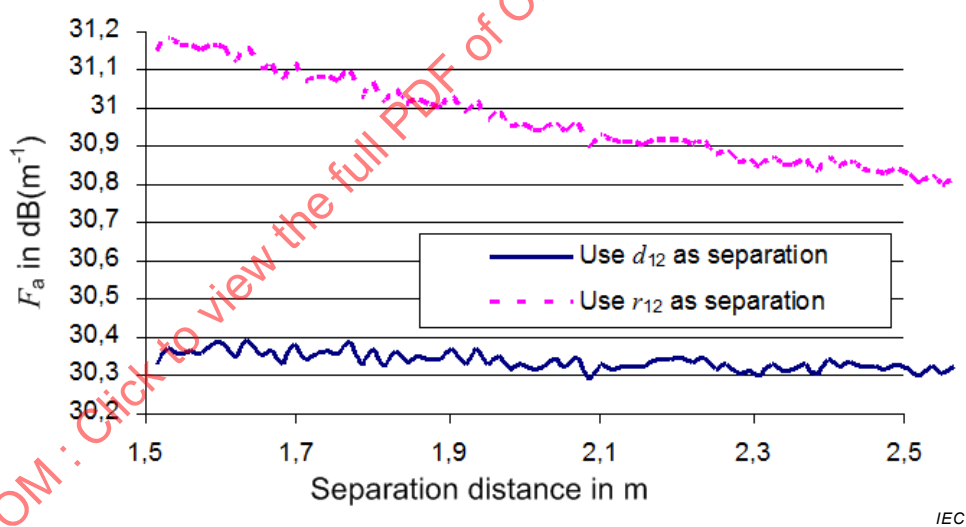


Figure D.2 – A transmission system between a horn antenna and an LPDA antenna



NOTE d_{12} , and r_{12} are defined in Equation (D.1).

Figure D.3 – Measured AFs of a DRH antenna at 4,5 GHz

D.4 Example gain of DRH at 1 m distance

Figure D.4 shows the “realized gain” as a function of frequency for a DRH antenna measured at 1 m from the aperture, using the method described in 9.5.1 with three pairs of DRH antennas and assuming the phase centre at the front face of each DRH. To determine the far-field gain, an extrapolation measurement [51] would need to be performed, however finite distances of 1 m and 3 m are the most common in EMC testing. At 1 m separation, there will be effects of mutual coupling between the antennas.

To ensure reproducible measurements, it is important that the antennas are accurately aligned, particularly above 12 GHz, because a small misalignment can lead to different mutual coupling magnitudes (see also the NOTE in 9.5.1.3). The undulations in the frequency response plot are caused by both interaction between the aperture and throat of the horn, and mutual coupling between antennas.

The FAR used for this measurement is 8 m by 5 m by 5 m, and is lined with 0,6 m long pyramidal absorber. With this FAR, AF uncertainties as low as $\pm 0,5$ dB have been achieved for DRH antennas from 1 GHz to 18 GHz, using 3 m separation and due care in set up. The uncertainties were highest at 1 GHz, where the radiation main beams were at their widest, and the absorber was least efficient.

The performance of the FAR should improve with increase in frequency, however the uncertainties for a particular model of DRH antenna were also highest above 14 GHz, due to the deformation of the main beam, therefore requiring careful alignment within 1° , and due to the effect of multiple reflections between the antennas (see also the NOTE in 9.5.1.3). Some DRH antennas have poor repeatability due to the manner in which they are constructed, and the low quality of the input connector.

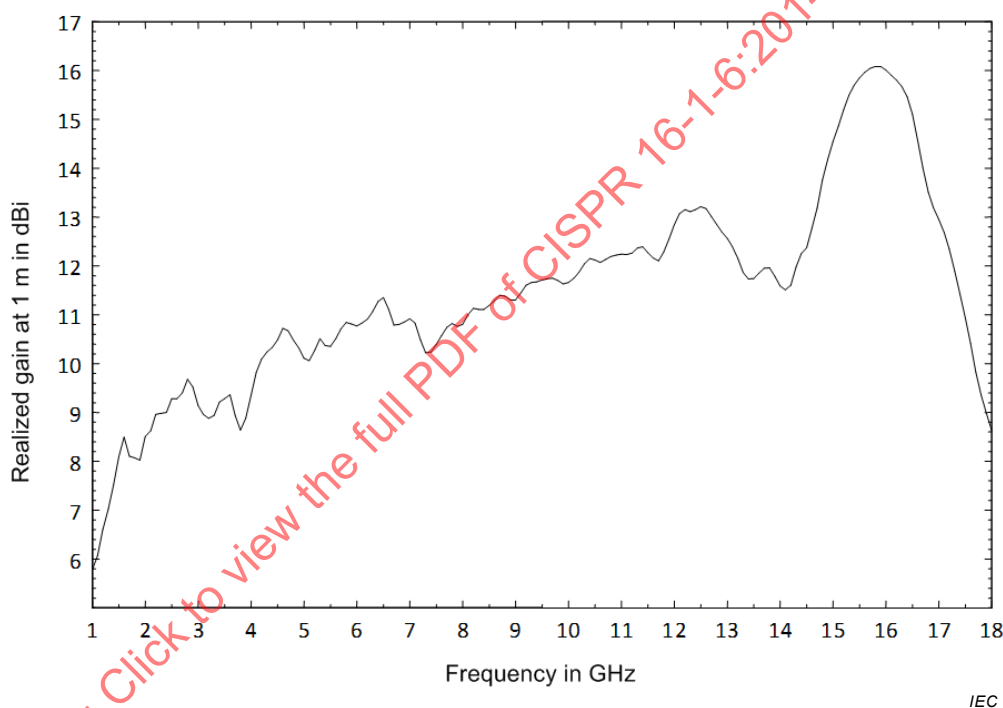


Figure D.4 – Graph showing the realized gain at 1 m for a DRH antenna

Annex E (informative)

Notes for measurement uncertainty budgets

E.1 General

Further explanation is given in this annex for the component terms in the measurement uncertainty budgets for the measurement results of the antenna calibration methods of this standard. The number of each note corresponds with the Note numbers in the uncertainty tables in the other subclauses of this standard.

In a measurement uncertainty budget where a site imperfection term involving a rectangular distribution is dominant, the expanded standard uncertainty might not be accurate, because the conditions for the applicability of the methods of ISO/IEC Guide 98-3 [7] are not met. When the distributions for the input quantities are not normal, as is the case with a dominant term, or when the model is non-linear, the “law of propagation of uncertainty” becomes approximate. Supplement 1 of ISO/IEC Guide 98-3 [7] is applied in any cases of doubt. ISO/IEC Guide 98-3 Supplement 1 applies a Monte Carlo method as an implementation of the propagation of (probability) distributions.

For radiated disturbance measurements made at shorter distances, such as 3 m, the uncertainty in AF should be increased, to allow for larger effects from phase centres and radiation patterns; however, phase centre errors can be relatively easily reduced by correcting for the separation to the phase centre position on the antenna corresponding to each frequency; refer to CISPR 16-4-2. Measurement of radiation patterns requires significant effort, but generic data supplied by manufacturers can be used to reduce the error, allowing a margin of uncertainty for the difference between the generic patterns and the antenna’s actual patterns.

E.2 Notes for measurement uncertainty budgets

- N1) Uncertainty components attributed to the noise and the linearity of a VNA are usually combined and indicated as the $|S_{21}|$ uncertainty in a data sheet of the analyzer. For example, an uncertainty value 0,07 dB applies for measurements of $|S_{21}| = -20$ dB in the frequency range below 30 MHz. See 6.2.4 about the effects of noise.
- N2) For Equations (G.8) and (G.9), the listed example of the error bounds assumes that $\Gamma_M = \Gamma_A = \Gamma_T = 0,06$ (return loss 24 dB), $S_{11} = 0,18$ (return loss 15 dB), and $S_{22} = 0,32$ (return loss 10 dB), $S_{21} = 1,0$; the results are $M_D^- = M_L^- = 0,266$ dB (see G.2.5.4).
- N3) Antenna capacitance is assumed to be $C_a = 11$ pF with an error of $\pm 1,3$ pF. For this example, Equation (G.7) yields an error of 1,09 dB in the resultant antenna factor (see G.2.5.2).
- N4) The stability of the amplifier gain is to be considered in case it significantly changes during the calibration process. In Table 4 (see 5.1.2.5), it is estimated to be 0,05 dB, by referring to the specifications of an amplifier.
- N5) If the effective height of a monopole is estimated with an error of 4 %, the capacitance C_a corresponding to the effective height contains an error of 0,341 dB (see G.2.5.5).
- N6) The uncertainty associated with the measurement repeatability is determined by a Type-A uncertainty evaluation. It includes the set-up errors (e.g. connector repeatability and antenna set-up). A set of 10 measurements should be performed, including a complete dismantling and set up, to obtain a reliable value.

- N7) The combined standard uncertainty can be calculated by the RSS of each uncertainty contribution listed in the table.
- N8) For example, a data sheet of a VNA indicates an uncertainty value 0,18 dB for measurements of $\Delta V (= |S_{21}|)$ = –40 dB with source power of –12 dBm at frequencies from 45 MHz to 18 GHz. See N1), 6.2.4, and A.8.1 about effects of the receiver noise.
- N9) Contribution due to variation of cable attenuation in the time between the reference attenuation (direct connection) and SIL measurements (with antennas). It should be evaluated for each type of cable in use and for frequency, temperature, and flexing. The tabulated value 0,15 dB is an example assuming the calibration is not performed under extreme environmental conditions (e.g. CALTS with temperature changes of more than 5 °C during the calibration process). The minimum cable bend radius may be supplied by the cable manufacturer. Assess the effect of cable bending through repeat measurements.
- N10) The error bound 0,16 dB listed in Table 9 (8.4.4) to Table 14 (9.5.1.4) was derived from Equation (13) or Equation (14) (see 6.2.2) assuming that, for example, $|\Gamma_{aT}| = |\Gamma_{aR}| = 0,33$ (VSWR = 2,0:1), $|\Gamma_T| = |\Gamma_R| = 0,091$ (VSWR = 1,2:1), $|S_{11}| = |S_{22}| = 0,024$ and $|S_{21}| = 0,5$ (cable loss 6 dB). However, if the antenna mismatch is as small as $|\Gamma_{aT}| = |\Gamma_{aR}| = 0,19$ (VSWR = 1,46:1) as for a tuned dipole antenna, the error bound can be reduced to 0,10 dB, as shown in Table 11 and Table B.8 (9.2.3 and B.5.2). The STA used in the SAM is assumed to have $|\Gamma_{aR}| = 0,091$ (VSWR = 1,2:1) with a 6 dB pad connected, resulting in a mismatch uncertainty of 0,06 dB.
- N11) The insertion loss of the actual through connection shown in Figure 8 b) (see 7.2.2) (i.e. using a back-to-back adaptor) is to be considered, because it will not be present during the measurements with antennas. The maximum mismatch uncertainty for the back-to-back adaptor used for the direct connection is estimated by Equation (F.4) that can be simplified as

$$\delta(V_{\text{mismatch adaptor}}) = 20 \lg \left| 1 \pm (\Gamma_T S_{11A} + \Gamma_R S_{22A} + \Gamma_T \Gamma_R S_{21A}^2) \right| \quad \text{in dB} \quad (\text{E.1})$$

with

Γ_T and Γ_R are the reflection coefficients of the transmit or receive ports, respectively;

S_{21A} and S_{11A} (S_{22A}) are the transmission and reflection coefficients of the adaptor.

where S_{11A} and S_{22A} are assumed to be much smaller than S_{21A} . For a typical adaptor and antenna ports, the return losses, Γ_T , Γ_R , S_{11A} and S_{22A} , are better than 26 dB (< 0,05), and $|S_{21A}|$ is smaller than 0,1 dB (> 0,99). For these parameters, Equation (E.1) yields an error bound of $\pm 0,06$ dB for SIL measurements (see A.8.3).

- N12) This includes effects of ground reflections, and reflections from the antenna supports and cables, including reflections from the environment such as trees, buildings, fences and power lines. The maximum deviation of the antenna calibration site from the theoretical SIL or NSA is to be included. The CALTS requirement of ± 1 dB can be used.
- N13) In Table 9 (see 8.4.4), effects of the antenna separation error on SA should be evaluated using actual measurements, or computer simulation such as using CAP2010 [52]. An error of 0,05 dB is given by computer simulation for the antenna separation being adjusted to $d = 10$ m with an error of 0,05 m. Nearly the same value can be obtained using Equation (41) (see 7.4.1.2.1). For Table 13 and Table 14 (9.4.2.2 and 9.5.1.4), Equation (41) indicates that an error of 0,01 m in the separation distance changes the SIL by about 0,03 dB for $d = 2,5$ m and 3 m.
- N14) Effects of the antenna height error should be evaluated based on actual measurements or computer simulation. Computer simulation estimates an SA error to be 0,02 dB for an error of 0,01 m in setting of the receive antenna height. Because height errors for the

transmit and receive antennas both should be included in the RSS calculation, the total error becomes 0,03 dB. Equations (41) and (45) (7.4.1.2.1 and 7.4.2.1) do not provide an accurate estimate if antennas under calibration have antenna factors that vary with antenna height.

- N15) In Table 9, Table 10, and Table 11 (8.4.4, 9.2.3), errors in the azimuth orientation of transmit and receive antennas are assumed to be $\pm 2,5^\circ$. In Table 12 and Table 13 (9.3.3 and 9.4.2.2), antennas are assumed to be oriented for vertical polarization, with an error of $2,5^\circ$ in the elevation (or depression) angle. For these antenna orientation errors, Figure C.11, Figure C.12, and Figure C.13 (C.7.2, C.7.3, and C.7.4) imply that an error introduced in the SIL or SA measurement at 10 m distance is negligibly small ($< 0,01$ dB).
- N16) Polarization mismatch uncertainty in SIL or SA values can be obtained using $\cos(\phi)$, where ϕ is an angular difference in polarization between transmit and receive antennas. For example, if the transmit and receive antennas are tilted by 2° in the opposite directions to each other, on the axes of their respective boresight directions, the polarization mismatch uncertainty becomes 0,02 dB [$= 20 \lg \cos(2^\circ \times 2)$], as indicated in Table 13 and Table 14 (9.4.2.2 and 9.5.1.4). However, as the difference angle is reduced to $0,6^\circ$, it yields a negligible error of less than 0,001 dB, as shown in Table 9 to Table 12 (8.4.4, 9.2.3, 9.3.3), and Table B.1 and Table B.5 (B.4.2.1 and B.4.3.1).
- N17) For biconical and dipole antennas, the uncertainty attributed to the phase centre position can be ignored, because the phase centres of the AUC and STA will be in the same place; see Table 9 to Table 12 (8.4.4, 9.2.3, 9.3.3), and Table B.1 and Table B.5 (B.4.2.1 and B.4.3.1).
- N18) The SSM utilizes the ground plane reflection and an antenna separation of 10 m. The separation for LPDA and hybrid antennas is measured from the marked centre of the antenna, therefore the phase centre of the paired antenna will cause an error in the AF of the AUC. The antennas are not measured exclusively in their boresight directions, so there will be the influence of radiation patterns of both the AUC and the paired antenna. The coupling of the antenna to its image in the ground plane introduces errors to F_a . These influences, i.e. in phase centre, radiation patterns and mutual coupling, are contained in an $e_0(i,j)_{\max}$ uncertainty term; see A.5. The error in the derived antenna factor, in 7.4.2.2 and A.5, should be evaluated by making computer simulations for each type of antenna, and included in the measurement uncertainty budget with a sensitivity coefficient of unity.
- Dipole and biconical antennas: uncertainty related to the H-plane pattern can be negligible for calibration of these types of antenna. However, antenna factor height variation, near-field effect, and balun impedance may exert significant influences in a mutually combined form on the antenna factor given by the SSM. Therefore, these effects should be evaluated by computer simulation for each type of antenna. With respect to biconical antennas, the deviation of the SSM antenna factor from the free-space antenna factor has been investigated, and is shown in Table C.2 (see C.6.2), where the deviation is listed as the correction factor. Further theoretical and experimental studies suggest that, if correction is not appropriately applied, an error of up to 0,8 dB may be introduced in SSM antenna factors of biconical antennas.
 - LPDA and hybrid antennas: computer simulation can evaluate the influences of antenna factor height variation, near-field effect, and balun impedance, in addition to the H-plane pattern uniformity. Theoretical and experimental investigations suggest an error in the antenna factor of about 0,5 dB for LPDA antennas, and about 1,2 dB for hybrid antennas.

According to F.2.4.5 of the ISO/IEC Guide 98-3, the expanded uncertainty when corrections are not applied can be obtained using $(U_{\max} + b_{\max})$ with $b_{\max}$ being the maximum of the correction factor b , and $U_{\max}$ the expanded uncertainty evaluated with $b = 0$. However, the ISO/IEC Guide 98-3 recommends a more reasonable method, using the standard deviation of the correction factor and other uncertainty components, in addition to the standard uncertainty of the measurement in the RSS calculation, as

shown in Equation (F.7e) of the ISO/IEC Guide 98-3. Table 9 (see 8.4.4) follows this method.

- N19) This is the uncertainty for the STA calibration using the SAM. The STA is calibrated against broadband calculable dipole antennas. Figure E.1 and Figure E.2 show comparisons of the measured and predicted SIL in horizontal polarization for a calculable dipole antenna, with two lengths of dipole, resonant at 60 MHz and 180 MHz respectively. The difference is within $\pm 0,3$ dB. The difference in AF is half this, indicating that an uncertainty of $\pm 0,35$ dB for the AF of the biconical STA is achievable.

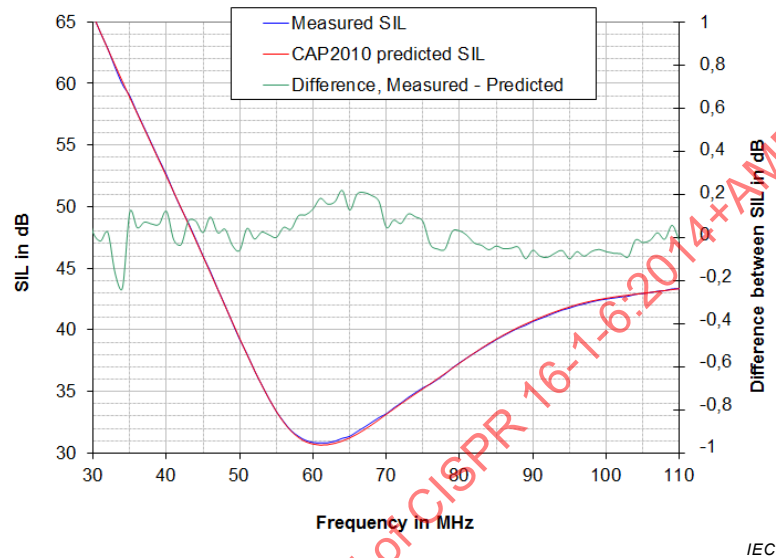


**Figure E.1 – Comparison of measured and predicted SIL
for calculable dipole antenna – 60 MHz element**

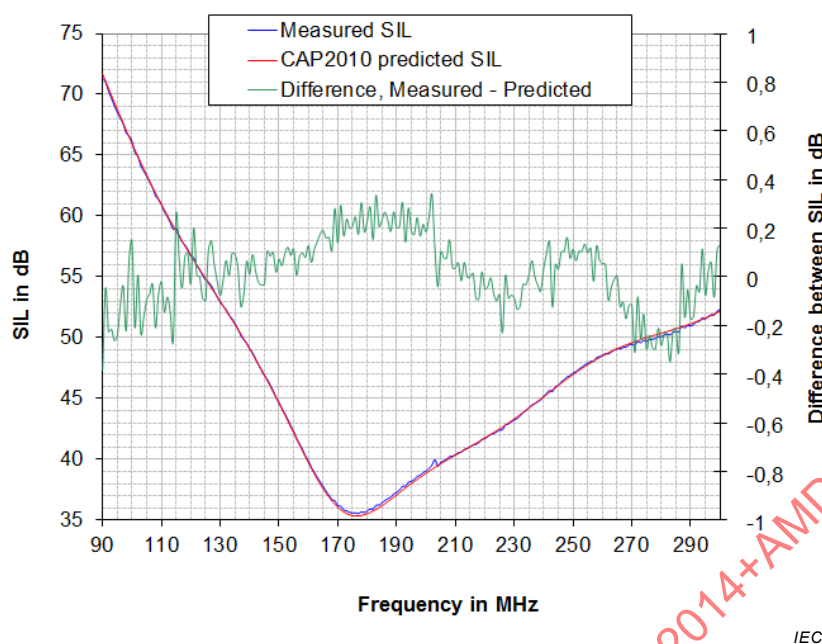


Figure E.2 – Comparison of measured and predicted SIL for calculable dipole antenna – 180 MHz element

N20) Depending on the site quality, the ground/floor, walls, ceiling, and other reflecting objects near the STA affect the antenna characteristics, e.g. antenna impedance, in different ways. Therefore, the AF of STA in an actual calibration site may differ slightly from F_a that is given by the STA calibration.

As shown in Table 10 (see 9.2.3), this difference may be evaluated to be 0,3 dB for the AF of a calibrated biconical antenna (STA) by referring to Figure C.6 b) (see C.6.1). This evaluation assumes that the transmit and receive antennas, separated by at least 4 m, are at least 1 m away from the tips of the absorbers lining the FAR. It assumes the absorber has a maximum reflection coefficient of 0,16 (i.e. return loss 16 dB) to meet an NSA criterion of 2,0 dB (see NOTE 2 in 5.3.2 of CISPR 16-1-5:2014).

In Table 11 (see 9.2.3), tuned dipole antennas are separated by $d = 5$ m in a FAR with absorbers of reflection coefficient of 0,16 (i.e. return loss 16 dB). The antennas are assumed to be placed at least 3 m from the tips of the absorber lining the FAR. These nearest typical absorbers may change the antenna impedance of a calculable tuned dipole antenna (STA), resulting in a change of at most 0,2 dB in the AF of STA at frequencies above 60 MHz. Considering other unknown effects, an error of 0,4 dB is adopted in Table 11.

In Table B.3 (see B.4.2.1), a calibration is performed by the SAM at a CALTS satisfying the requirement that SIL values should be within 1,0 dB from the theoretical ones. This means that the effects of site imperfections, masts, and cabling on the received voltage are 1,0 dB or less. However, these imperfections can be estimated to have effects of much less than 1,0 dB on the antenna impedance or AF of an STA. The larger part of the uncertainty is caused by direct effects of the metal ground plane on the AF involved in the height variation. Considering other unknown effects, the uncertainty in the AF of an STA introduced by site and masts is estimated to be 0,3 dB.

In Table B.5 (see B.4.3.1), calibration is performed by the TAM at a CALTS where the effects of site imperfections, masts, and cabling on the SIL are 1,0 dB or less. Accordingly, this value is adopted as an uncertainty attributed to the effects of site and masts on antennas.

For Table B.8 (see B.5.2), the antenna height is selected for the AF of tuned dipole antennas to approximate F_a . Figure C.6 a) (see C.6.1) indicates that a height error of

0,1 λ for $h = 0,5\lambda$ may change the AF of an STA by about 1 dB from F_a at 30 MHz. However a realistic absolute error of 1 cm in height causes the AF of the STA to differ by about 0,01 dB. Taking into account other unknown effects, the site, masts and cabling are assumed to change the antenna impedance of STA, resulting in the AF of STA changed by about 0,3 dB as shown in Table B.8.

Similarly to Table B.8, the antenna height for the TAM of Table B.9 is selected for the AF of tuned dipole antennas to approximate to F_a . At the calibration site (CALTS), however, the unwanted effects of site defects, masts, and cabling may affect SIL measurements by up to 1,0 dB. Accordingly, this value is adopted as an uncertainty in the SIL as shown in Table B.9.

- N21) Calibrations by the SAM can use shorter antenna separations, because the function of the transmit antenna is to illuminate the STA and AUC with a sufficiently uniform field. If the separation is too short, the coupling between the transmit antenna and the STA and AUC can alter the AF of the antennas. However, if the STA and AUC are very similar antenna types, as recommended, the effects of mutual coupling and small non-uniformities in the field will largely cancel. Therefore the changes given for the SAM in the following paragraphs may be reduced by a factor of two or more.

If the calibrated biconical antenna (STA) is used in a FAR for AUC calibration at $d = 5$ m, Figure C.5 b) (see C.5) implies that the near-field and antenna mutual coupling may change the AF of the STA by up to 0,2 dB from its free-space value, as indicated in Table 10 (see 9.2.3).

For Table 11 (see 9.2.3), Figure C.5 a) implies that the near-field and antenna mutual coupling for $d = 5$ m may change the AF of the STA by up to 0,3 dB from its free-space value in the frequency range above 60 MHz.

For Table B.1 and Table B.5 (B.4.2.1 and B.4.3.1), Figure C.5 b) implies that the near-field and antenna mutual coupling for $d = 10$ m may change the AF of STA by up to 0,1 dB from its free-space value in the frequency range above 30 MHz. In this case, the sensitivity coefficient is unity.

For Table B.8 and Table B.9 (B.5.2 and B.5.3), Figure C.5 a) shows that the near-field and mutual coupling between two half-wave tuned dipole antennas separated by $d = 20$ m may change the AF of the STA by up to 0,1 dB from its free-space value at frequencies below 60 MHz. For $d = 10$ m in the frequency range above 60 MHz, the AF of the STA may also change by up to 0,1 dB from its free-space value.

- N22) The tabulated error 0,03 dB is yielded by Equation (24) (see 7.3.2), where the antenna separation is adjusted to $d = 5$ m with an error of 0,02 m.

For Table B.3, Table B.5, Table B.8, and Table B.9 (B.4.2.1, B.4.3.1, B.5.2, and B.5.3), Equation (41) (see 7.4.1.2.1) implies an error of 0,04 dB to be associated with SIL or received voltage measurements above a metal ground plane for $d = 10$ m with an error of 0,05 m.

- N23) For biconical and dipole antennas in an environment simulating free space as in Table 10 and Table 11 (see 9.2.3), a height difference of 0,01 m between the STA and AUC measurements has negligible effects on V_{STA} and V_{AUC} , because the antennas have uniform patterns in the H-plane and variation in field strength with height is negligibly small. This observation can also apply to Table 14 (see 9.5.1.4).

For antenna calibration with respect to Table B.3, Table B.5, Table B.8, and Table B.9 (B.4.2.1, B.4.3.1, B.5.2, and B.5.3), Equation (41) (see 7.4.1.2.1) indicates an error of 0,01 dB for the SIL or received voltage measurements above a metal ground plane that is caused by an antenna height error of 0,01 m for $d = 10$ m.

- N24) As stated in 8.3.3, the AUC and STA have similar mechanical dimensions and directional properties. In addition, substitution of the AUC for the STA is made in the same physical space and the cable retains the same layout. Therefore, the effects of reflected signals from nearby objects such as ground plane (or floor), cables, masts and other nearby reflecting objects will be largely cancelled when the difference quantity, $(V_{STA} - V_{AUC})$, is calculated. As a rule of thumb, the effects of site and facilities on $(V_{STA} - V_{AUC})$ is assumed to be 0,2 dB for horizontal polarization in Table 10, Table 11, Table B.3, and Table B.8 (9.2.3, B.4.2.1, and B.5.2), and 0,3 dB for vertical polarization in Table 12 (see 9.3.3).
- N25) The antenna factor of a calculable tuned dipole antenna (STA) can be determined with an error of less than 0,15 dB as described in A.9.4. Determination should be made using computer simulation and verified by actual measurements by the TAM.
- N26) The ground plane, antenna mast and cable near to an STA may affect the antenna characteristics. Therefore, the AF of the STA vertically polarized may slightly differ from that given by the STA calibration. In addition, there is a field taper across the vertical aperture of the STA, but this approach relies on the fact that the field taper is small. Considering other unknown effects, the uncertainty attributed to the effects of site and masts is estimated to be 0,2 dB in total for a calibration site that satisfies the CALTS requirements within 1,0 dB.
- N27) In measurement by the SAM using vertical polarization, the antenna separation in the AUC calibration is set to be at least 10 m that is almost the same condition for calibration of the STA. Therefore, the effects of near-field may be negligible in V_{STA} measurement. On the other hand, error caused by mutual coupling with the ground image can be estimated to be about 0,2 dB for an antenna height of 1,75 m by referring to Figure C.6 c) (see C.6.1).
- N28) The error 0,04 dB tabulated in Table 12 (see 9.3.3) is yielded for $h_i = 0$ m and $h_j = 1,75$ m by Equation (28) (see 7.3.3) with the minus sign changed to a plus sign, where the STA and AUC are alternately placed at a distance $d = 10$ m, with an error of 0,05 m.
- N29) For calibration by the SAM of biconical antennas using vertical polarization, a difference of 0,01 m between the STA and AUC heights may result in a difference of 0,002 dB in $(V_{STA} - V_{AUC})$, that is estimated for $h_i = 0$ m and $h_j = 1,75 \pm 0,01$ m from Equation (28) (see 7.3.3) with the minus sign changed to a plus sign.
- N30) For calibration of hybrid antennas, additional uncertainty should be taken into account because of uncertainties of the phase centre position and mutual coupling with the ground image. Table 12 (see 9.3.3) assumes an error of 0,3 dB for this uncertainty component.
- N31) In Table 13 (see 9.4.2.2), antennas are vertically polarized and arranged for $d = 2,5$ m and $h_i = h_j = 4$ m above a metal ground plane, where the ground-reflected wave impinges on the receive antenna at a depression angle of 73° . For this angle, Figure C.12 a), Figure C.12 b), Figure C.13 a), and Figure C.13 b) (C.7.3 and C.7.4) imply that LPDA and hybrid antennas have antenna factors about 10 dB (= 3,2 times) larger than those in the boresight direction. Accordingly, the ground-reflected wave may change the SIL by 0,27 dB [i.e. $(1/r_{ij}) \times 0,32^2$] or less from that induced by the direct wave only (i.e. $1/R_{ij}$). To reduce the unwanted effects of ground reflection to less than 0,2 dB as listed in Table 13, absorbers having a return loss > 3 dB (reflection coefficient = 0,71) should be placed in the region of specular reflection on the metal ground plane as illustrated in Figure 19 (see 9.4.4), or the antennas should be elevated at a position sufficiently higher than 4 m above the metal ground plane.
- N32) Computer simulation shows that an antenna height error of 0,01 m may yield an uncertainty contribution of 0,03 dB or less in F_a for vertical polarized LPDA antennas. In this case, the sensitivity coefficient is unity.
- N33) This is the error in which the antenna phase centre is predicted at a given frequency. The phase centre contribution is applicable to LPDA and hybrid antennas. See 7.5.2

and N17) for details. A residual uncertainty contribution of 0,18 dB is involved in Table 13 (see 9.4.2.2) assuming that the phase centre prediction can be achieved with an error of 2,5 cm for a separation $d = 2,5$ m.

However, for LPDA and hybrid antennas, this uncertainty should be evaluated. As an example, consider calibration of LPDA antennas having dipole elements resonant at 300 MHz and 1000 MHz, separated by 0,5 m. In this case, for the reference antenna separation of 10 m, the actual separation becomes 10,5 m at 300 MHz and 9,5 m at 1000 MHz. Rough estimation using the $1/R$ attenuation rule introduces an error of 0,45 dB, at most, in SA or SIL measurements. A more accurate evaluation can be made by computer simulation. Accordingly, as described in 7.5.2, correction for the phase centre position should be applied to reduce uncertainty, especially for SIL measurements illustrated in Figure 18 (see 9.4.1).

N34) Figure C.6 f) (see C.6.1) shows that an antenna height higher than 4 m is considered to be sufficient for reducing the effects of a metal ground to less than 0,05 dB for a horizontally-polarized LPDA antenna. Accordingly, for vertically-polarized LPDA antennas, the effects of a metal ground are expected to be less than 0,05 dB. With respect to the antenna proximity coupling, Figure C.5 d) (see C.5) indicates that an antenna separation of 2,5 m may introduce an error of 0,08 dB in the derived antenna factor. The unwanted reflection from antenna masts and others may be ignored, because of narrow small backlobes of LPDA antennas. As a rule of thumb, Table 14 (see 9.5.1.4) includes an error of 0,2 dB in total for the unwanted effects of the near-field and antenna mutual coupling. The sensitivity coefficient is assumed to be unity.

N35) The reflectivity of chamber absorbing material could be frequency dependent. Figure E.3 shows the reflection attenuation (return loss) of three types of material used in an anechoic chamber. The material return loss increases from 1 GHz to 6 GHz, but remains high-performance from 6 GHz and above. The worst reflection at 1 GHz was used as the basis of the uncertainty estimate in the frequency range 1 GHz to 6 GHz.

Table 14 (see 9.5.1.4) assumes an antenna set-up for $d = 3$ m and $h_i = h_j = 1,5$ m above absorbers with return loss of 25 dB (i.e. reflection coefficient = 0,056), where the floor-reflected wave impinges on the receive antenna at a depression angle of about 45°. For this angle, the radiation patterns for 1 GHz and 6 GHz plotted in Figure C.14 a), Figure C.15 b), Figure C.16 a), and Figure C.17 b) (see C.7.5) imply that horn and LPDA antennas have antenna factors about 5 dB (= 1,8 times) larger than those in the boresight direction. Accordingly, the floor-reflected wave may change the SIL value by 0,11 dB [i.e. $(1/r_{ij}) \times (0,56^2) \times (0,056)$] or less from that induced by the direct wave only (i.e. $1/R_{ij}$). Considering other unknown effects, Table 14 adopts an error of 0,2 dB for the effects of the site on SIL measurements. The same consideration applies to the range 6 GHz to 18 GHz.

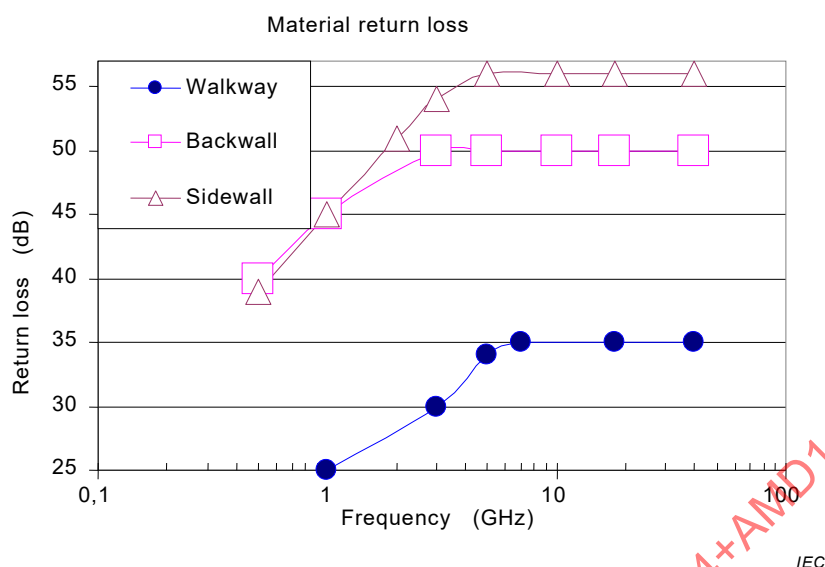


Figure E.3 – Reflectivity of chamber absorbing materials

N36) As shown in Figure C.14 c) and Figure C.15 c) (C.7.5), DRH antennas are assumed to have a half power beam width of 10° at 18 GHz. In this case, the radiation pattern in amplitude may be approximately expressed as $\cos(45^\circ \times \phi/10^\circ)$ for an azimuth angle ϕ . An offset laser system can achieve better than 1° in alignment of the transmit and receive antennas, which gives an error of about 0,05 dB [$= 20 \lg \cos^2(45^\circ \times 1/10^\circ)$] in SIL measurements.

The laser system shown in Figure E.4 consists of: 1) laser and target on an adjustable mount; 2) two right angle prisms in a frame (by adjusting incident beam positions, the beam can leave the frame to the transmit or receive directions); 3) two mirrors mounted on the horn apertures. Because the antenna patterns are not always symmetric, a re-measurement after a 180° rotation will be a practical method to check the antenna alignment, and reduce the misalignment error.

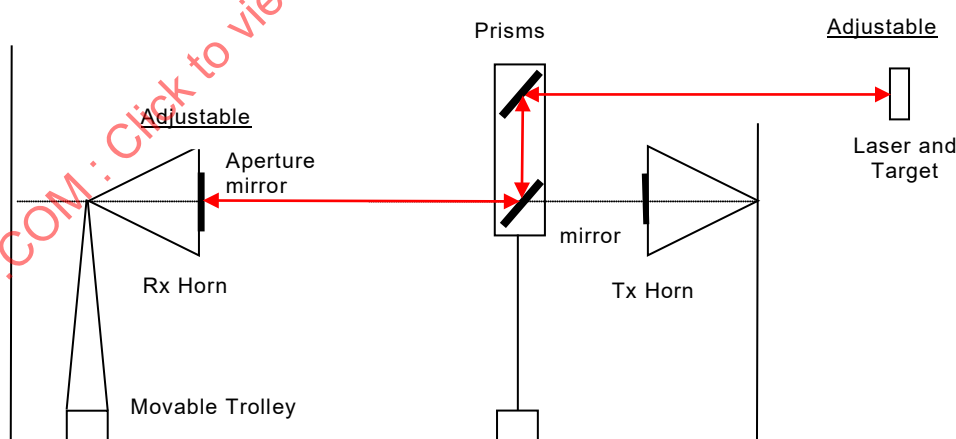


Figure E.4 – Laser alignment system

N37) When the antenna separation distance is set between two apertures, the error related to phase centres can be given, referring to Figure 15 (see 7.5.3.1), by

$$\delta_{\text{phase centre}} = 20 \lg \left(\frac{d + d_1 + d_2}{d} \right) \quad (\text{E.2})$$

The distances d_1 and d_2 of the phase centres from the antenna apertures can be determined by the measurements described in 7.5.3 or numerical calculations. The error contribution estimated in Table 14 (see 9.5.1.4) assumes that the phase centres, $d_1 = d_2 = 0,1$ m, can be determined with an error 0,05 m for $d = 3,0$ m based on experimental data on DRH antennas, that is $[(3 + 2 \times 0,1) - (2 \times 0,05)] / (3 + 2 \times 0,1) = 0,97$ (i.e. –0,28 dB).

- N38) The uncertainty associated with the mutual coupling between the antennas can be reduced by smoothing, as explained in D.2. For horn antennas in 1 GHz to 18 GHz, the maximum error from the mutual coupling after the distance average was 0,2 dB. The error estimated is under the condition of 3 m or more separation distance. For a reduced separation distance, a separate measurement uncertainty budget may be needed.
- N39) The expanded uncertainty attributed to the SAM and TAM antenna calibration for $F_a(h, H)$ is shown in Table B.3 and Table B.5 (B.4.2.1 and B.4.3.1), respectively. The sensitivity coefficients in these tables are given by Equation (B.3) (see B.4.2.2).
- N40) The mean value of the height-dependent antenna factors measured with the antenna arrangement specified in Table B.2 (see B.4.2.1) is theoretically different from the free-space antenna factor by 0,15 dB at most for biconical antennas [24], as shown in Table B.4 and Table B.6 (B.4.2.2 and B.4.3.2). The theoretical deviation for tuned dipole antennas is also estimated to be 0,30 dB. If such theoretical deviation is not corrected for in measurement results, the combined standard uncertainty can be evaluated from the standard deviation of the correction factor and the standard uncertainty of the measurement using an RSS calculation, as per ISO/IEC Guide 98-3.

Annex F (informative)

Mismatch uncertainties from a two-port device connected between a transmit port and a receive port

Figure F.1 shows a signal flow graph of a two-port device connected between a transmit port and a receive port. Four scattering parameters represent the two-port device, which can be a cable, an adaptor, or an attenuator. Γ_T and Γ_R are reflection coefficients of the transmit port and the receive port, respectively.

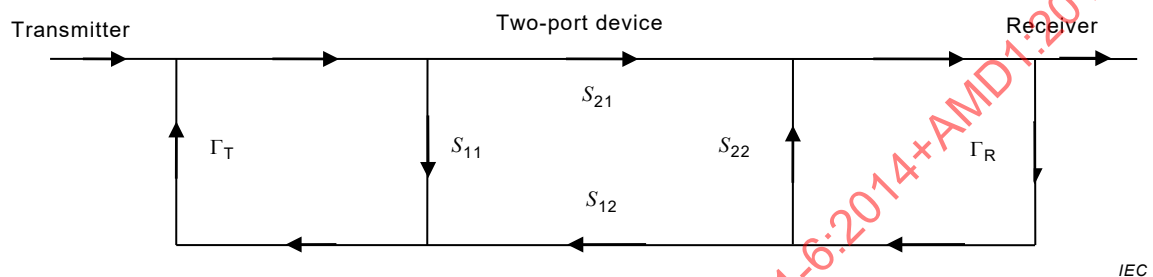


**Figure F.1 – Flow graph representation of a two-port device
between a transmit port and a receiver port**

By applying the four reduction rules given by Kuhn [43], the signal flow graph can be reduced to a single path connecting two nodes, as shown below. To simplify the derivation, in Figure F.2, V_T and V_R represent the voltages at transmitter and receiver respectively.

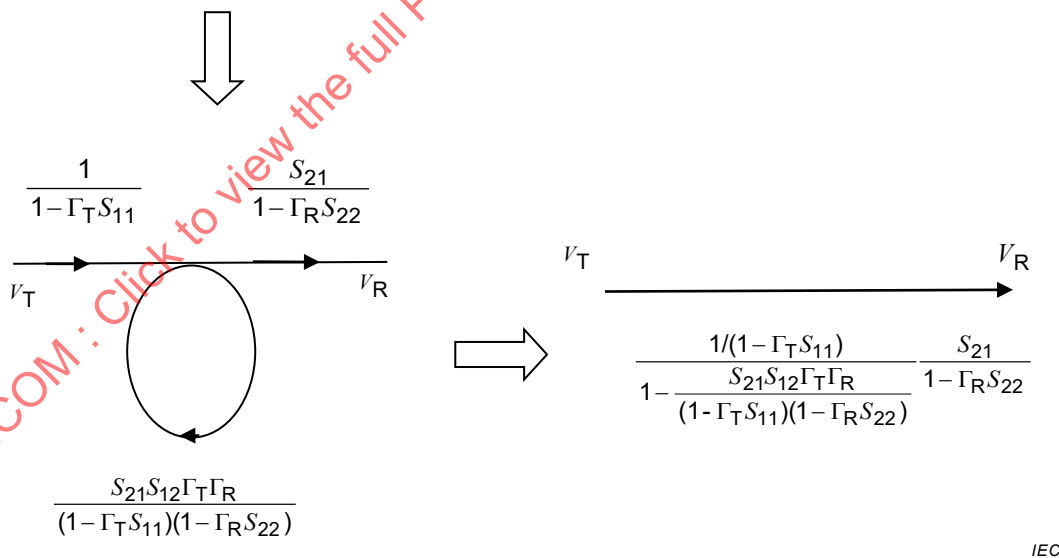


Figure F.2 – Signal flow reduction

Therefore the ratio of V_T and V_R , in a system with mismatch present, can be expressed as

$$\left. \frac{V_R}{V_T} \right|_{\text{mismatch}} = \frac{S_{21}}{1 - \Gamma_T S_{11} - \Gamma_R S_{22} - S_{12} S_{21} \Gamma_T \Gamma_R - S_{11} S_{22} \Gamma_T \Gamma_R} \quad (\text{F.1})$$

For a perfectly matched transmission line with $\Gamma_T = \Gamma_R = 0$, Equation (F.1) reduces to

$$\left. \frac{V_R}{V_T} \right|_{\text{match}} = S_{21} \quad (\text{F.2})$$

Comparing these two cases, the mismatch uncertainty in dB for a two-port device can be estimated by

$$\begin{aligned} M_{\text{dB}} &= 20 \lg \left\{ \left(\left. \frac{V_R}{V_T} \right|_{\text{mismatch}} \right) / \left(\left. \frac{V_R}{V_T} \right|_{\text{match}} \right) \right\} = \\ &= 20 \lg \left\{ \left(\frac{S_{21}}{1 - \Gamma_T S_{11} - \Gamma_R S_{22} - S_{12} S_{21} \Gamma_T \Gamma_R - S_{11} S_{22} \Gamma_T \Gamma_R} \right) / S_{21} \right\} = \\ &= 20 \lg \left(\frac{1}{1 - \Gamma_T S_{11} - \Gamma_R S_{22} - S_{12} S_{21} \Gamma_T \Gamma_R - S_{11} S_{22} \Gamma_T \Gamma_R} \right) \end{aligned} \quad (\text{F.3})$$

Considering that the reflection coefficients Γ_T and Γ_R are much less than 1, the mismatch uncertainty range can be estimated by the magnitudes of the S -parameters, as

$$M_{\text{dB}}^{\pm} = 20 \lg \left[1 \pm \left(|\Gamma_T| |S_{11}| + |\Gamma_R| |S_{22}| + |\Gamma_T| |\Gamma_R| |S_{11}| |S_{22}| + |\Gamma_T| |\Gamma_R| |S_{21}|^2 \right) \right] \quad (\text{F.4})$$

For a good quality two-port device, and assuming the same reflection coefficient Γ_p for both transmit and receive ports, Equation (F.4) can be further simplified as

$$M_{\text{dB}}^{\pm} = 20 \lg \left[1 \pm \left(2 |\Gamma_p| |S_{11}| + |\Gamma_p|^2 |S_{21}|^2 \right) \right] \quad (\text{F.5})$$

Annex G (informative)

Verification method for calibration of monopole antennas and uncertainty analysis of the ECSM

G.1 Verification method for calibration of monopole antennas by the plane wave method from 5 MHz to 30 MHz

G.1.1 Calibration procedure

A monopole antenna is illuminated by a plane wave on a large flat conducting ground plane, using a large monocone antenna to transmit a vertically-polarized field to the AUC situated at a distance of ≥ 15 m. See A.2.4 for a description of the monocone. The area of the ground plane is strongly recommended to be at least 30 m by 20 m; however, because the wavelength at 5 MHz is 60 m, care should be taken in interpreting the results below 10 MHz.

For the calibration of a monopole antenna to be used according to CISPR 25 [4], the top surface of its matching unit is placed beneath, and in electrical contact with, the ground plane of an ideal OATS. The AUC is substituted by a calculable monopole antenna (i.e. STA) whose $F_a(\text{STA})$ is used to calculate the $F_a(\text{AUC})$ of the AUC. Below 5 MHz the signal is very weak, because the self-impedances of the monopoles are very high. A solution is to use a longer monopole as the STA, but in practice verification of the ECSM over the range 5 MHz to 30 MHz gives sufficient confidence in the ECSM calibration below 5 MHz as well; therefore it is not essential to use the plane wave method below 5 MHz.

NOTE 1 It may be possible to use a ground plane area of less than 30 m by 20 m, but this would have to be verified by comparison with a ground plane at least this size. An alternative to generating a field by a transmit antenna is to set up a TEM mode stripline, the height of whose upper conducting surface above the ground plane is approximately twice the height of the monopole AUC. The calibration procedure is the same, but with AUC substituted by the STA in the centre of the stripline area.

NOTE 2 An alternative to using a CALTS is to use a large GTEM cell, which can cover the entire 9 kHz to 30 MHz range; additional verification is needed when using this technique, using a monopole antenna as described in [40].

The STA can be a brass rod of length 1,0 m and diameter 10 mm, that is fed at ground plane level by a type N female bulkhead connector whose other end below the ground plane is connected to the signal source. Brass is convenient because it can be soldered to the male pin that connects to the type N female bulkhead connector. Figure G.1 gives a diagram of the rod and type N male connector assembly; the outer conductor is threaded on the inside, as is the dielectric on the outside, so that the pin depth can be adjusted. The length of the rod to be used in the calculation of $F_a(\text{STA})$ by NEC is found by measuring up to the first resonant frequency the SIL between a pair of identical monopoles; the length of the rod for the NEC calculation is $\lambda/4$ at that frequency.

The value of $F_a(\text{STA})$ can be calculated using C.2.5.2 of CISPR 16-1-5:2014. The calculated value can be verified by measuring the SIL, $A_{i,m}$, between two identical brass rod monopoles and comparing this to the theoretical value of SIL, $A_{i,t}$. The uncertainty in $F_a(\text{STA})$ is approximately half the difference between $A_{i,m}$ and $A_{i,t}$. This also serves as a method of validating the site, as described in 7.1 of CISPR 16-1-5:2014. Provided that the base of the monopole antenna is placed in electrical contact with a sufficiently large ground plane, the use of $F_a(\text{AUC})$ will enable accurate measurement of electric field strength.

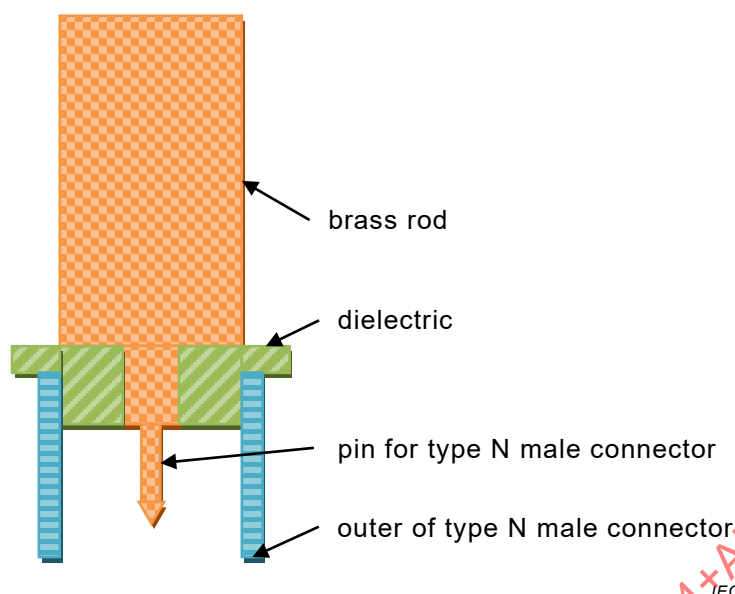


Figure G.1 – Diagram showing how the brass rod connects to the type N male bulkhead connector

G.1.2 Uncertainty evaluation for the calibration of monopole antennas by the plane wave method

An example measurement uncertainty budget is given in Table G.1.

Table G.1 – Example measurement uncertainty budget for F_a of a monopole antenna measured by the SAM

Source of uncertainty or quantity X_i	Value dB	Probability distribution	Divisor	Sensitivity	u_i dB	Note
VNA linearity	0,15	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,09	–
Connector repeatability (BNC)	0,05	Normal	1	1	0,05	–
Mismatch	0,36	U-shaped	$\sqrt{2}$	1	0,25	–
SAM uncertainty due to different heights	0,1	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,06	–
AF of STA	0,3	Normal	1,00	1	0,30	–
Combined standard uncertainty, u_c					0,41	–
Expanded uncertainty, U ($k = 2$)					0,82	

G.2 Uncertainty analysis of the ECSM

G.2.1 Effect of rod length longer than $\lambda/8$

Figure G.2 shows the effect of the rod length on the capacitance of the antenna. When $\lambda/h < 8$, the capacitance rapidly increases, and the error in the calculation of F_{ac} increases. Figure G.3 illustrates variation in self-capacitance C_a of a 1 m rod with the frequency and the rod diameter, as calculated using Equation (4) (see 5.1.2.2). In addition, Figure G.4 shows the effective heights of rods having different lengths as evaluated using Equations (3) and (5) (see 5.1.2.2). These figures imply that the antenna self-capacitance and effective height of a 1 m rod monopole antenna increase rapidly with frequency above 10 MHz.

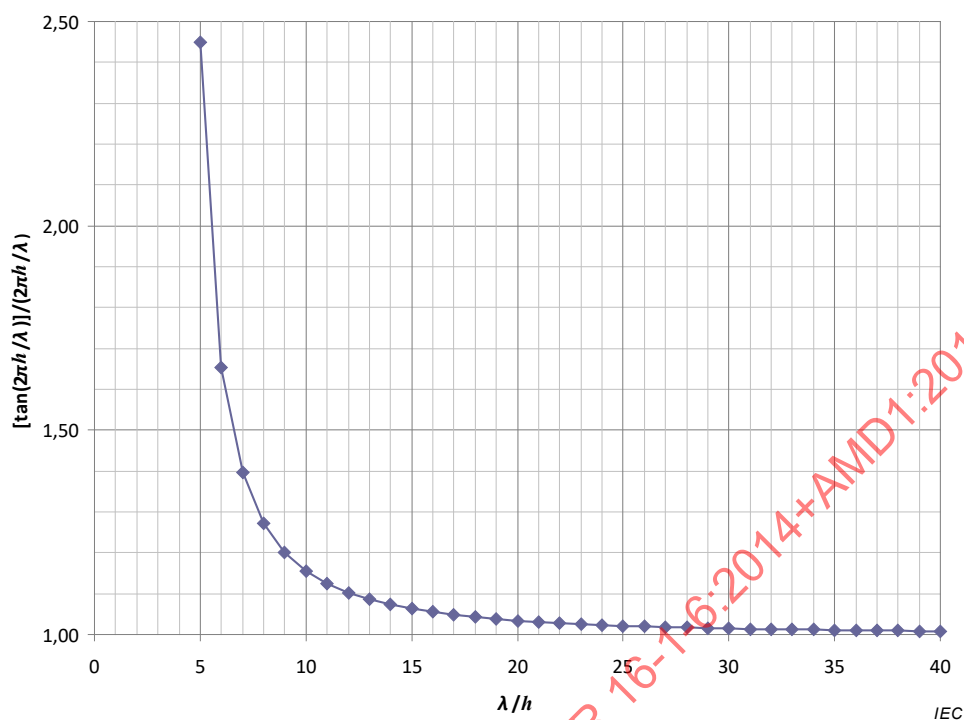


Figure G.2 – Graph of the magnitude of the $\tan(\dots)$ ratio term in Equation (4) of 5.1.2.2

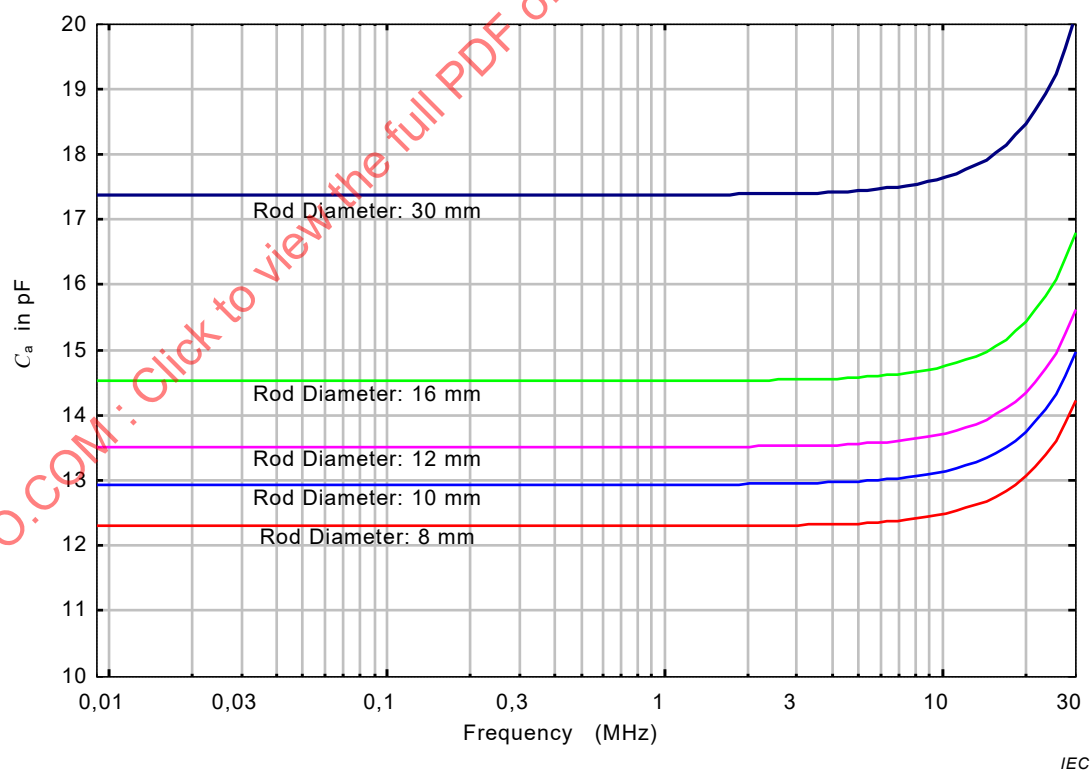


Figure G.3 – Graphical presentation of Equation (4) of 5.1.2.2
self-capacitance C_a of a 1 m monopole

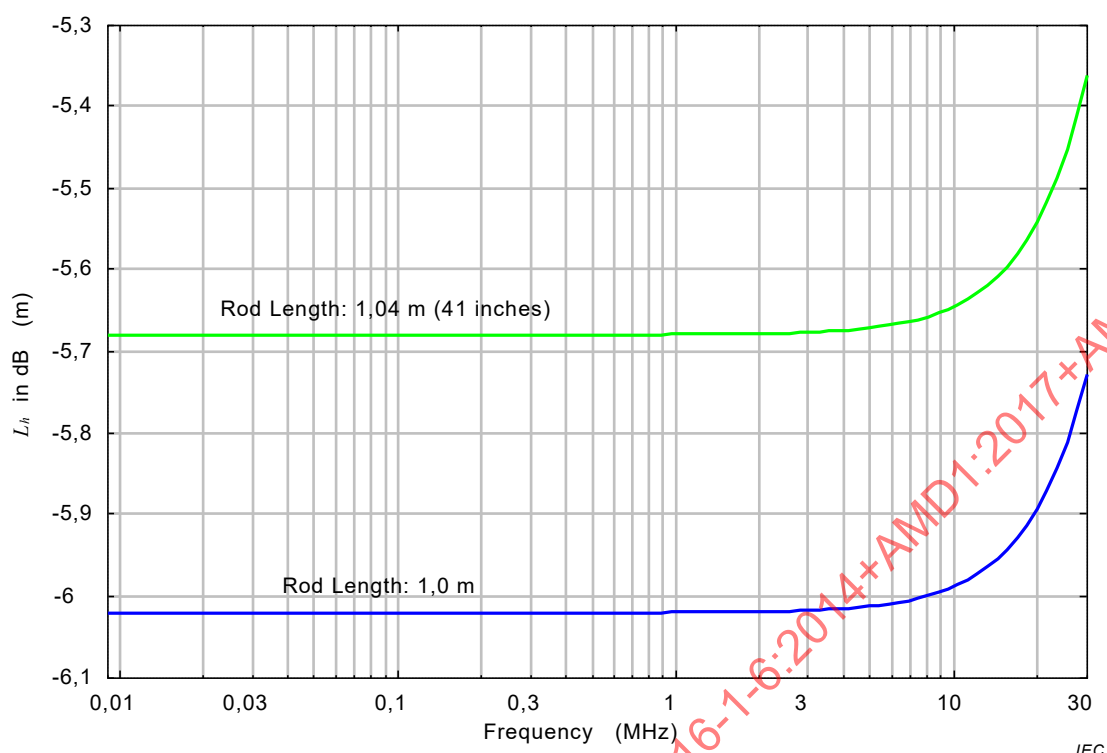


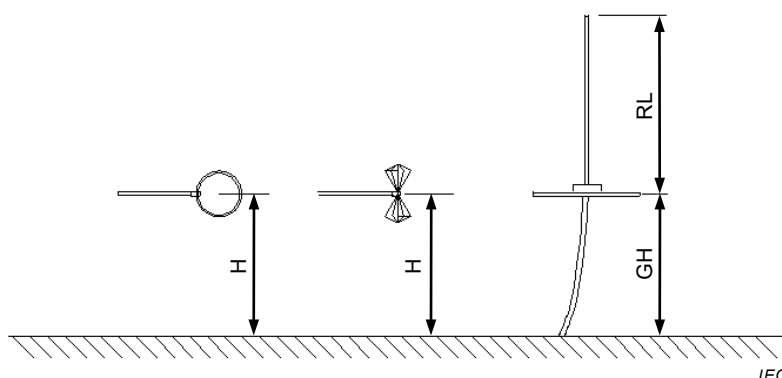
**Figure G.4 – Graphical presentation of Equation (5) of 5.1.2.2
height correction factor L_h**

G.2.2 Effect on AF of monopole antenna mounted on a tripod

A monopole antenna is sometimes mounted on a counterpoise (see also 5.1) on a tripod, which can reduce the AF by several dB compared to the AF measured with the matching unit on the ground plane or by the ECSM. This subclause does not apply to the measurement of field strength where the antenna counterpoise is connected to a metallic work bench. It applies to radiated disturbance measurement set-ups where the antenna including counterpoise is elevated to a certain height above a metallic ground plane.

Figure G.5 [60] shows an elevated monopole (e.g. on a tripod) and a loop antenna and a biconical (or dipole) antenna illuminated by a plane wave. The monopole is fed by a coaxial cable that drops vertically to the ground; if the monopole is active there may be an electricity supply wire as well that drops to the ground. Assuming a source antenna many wavelengths away, the field strength over RL + GH will be nearly constant, independent of height over ground.

Similar conditions can be provided in a TEM mode stripline whose plate height above a metal ground plane is approximately twice the height of the mounted monopole. While the output of the symmetric antennas will be almost independent of antenna height, the vertical monopole antenna with attached wires will provide output voltages depending on the height over ground, which leads to reduction of the antenna factor with increase in height. For example, in the case of a monopole raised by 1,2 m above the ground, an increase in the signal of 6 dB has been observed [60].



Key

- H is antenna height above ground;
- RL is rod length;
- GH height of base of monopole antenna above ground.

Figure G.5 – Calibration set-up consisting of a biconical and a loop antenna, and an elevated monopole antenna with vertical feed wires

G.2.3 Monopole antenna receiving an electric field

When a monopole antenna receives a plane wave of field strength E in ($\mu\text{V}/\text{m}$), it induces an RF source voltage $h_e E$ in (μV) and generates an RF voltage V_M in (μV) at the input of a measuring receiver; Figure G.6 shows an equivalent circuit. The symbol h_e represents the effective height of the antenna in m. The capacitance C_a in pF is inserted in this figure to simulate the reactance of the radiating element of the antenna (i.e. the rod). The antenna matching unit is represented by a chain matrix ($ABCD$).

In this configuration, the antenna factor of the monopole antenna, Φ , is defined by Equation (G.1):

$$\Phi = \frac{E}{V_M} \quad \text{in } \text{m}^{-1} \quad (\text{G.1})$$

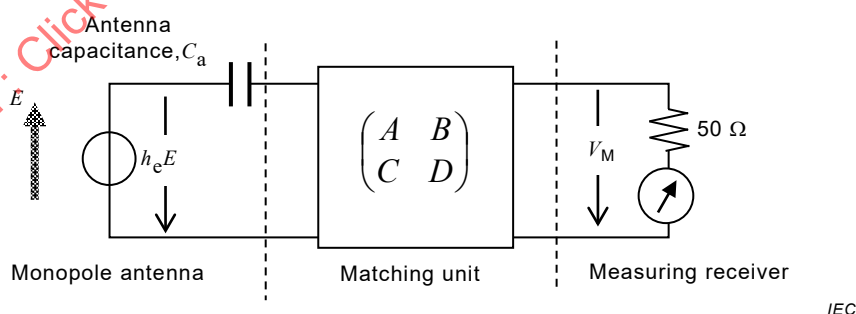


Figure G.6 – Equivalent circuit representation for a monopole antenna system

G.2.4 Equivalent capacitance substitution method (ECSM)

The calibration set-up for the ECSM specified in 5.1.2 is schematically illustrated in Figure G.7. The calibration set-up of Figure G.7 can be represented as an electrically equivalent circuit as shown in Figure G.8 [65].

In Figure G.8, the ECSM assumes that the impedance of C_a is much larger than the source impedance $25\ \Omega$, because C_a is usually around $10\ \text{pF}$ for which the impedance is about $530\ \Omega$ at $30\ \text{MHz}$. Thus, the Figure G.8 circuit can be approximately represented by the circuit of Figure G.9.

Comparing Figure G.9 with Figure G.6 yields the following relationship:

$$\frac{V_D}{V_L} = \frac{h_e E}{V_M} \quad (\text{G.2})$$

Therefore the antenna factor of the monopole antenna is given by:

$$\Phi = \frac{E}{V_M} = \frac{V_D}{V_L} \frac{1}{h_e} \quad \text{in m}^{-1} \quad (\text{G.3})$$

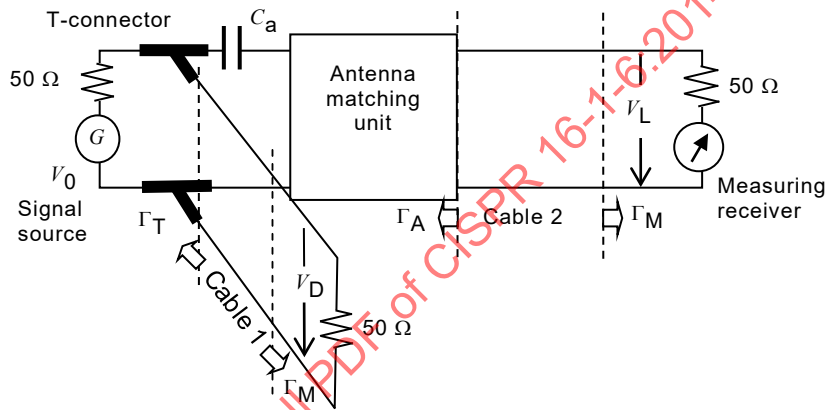


Figure G.7 – Monopole antenna calibration using the ECSM

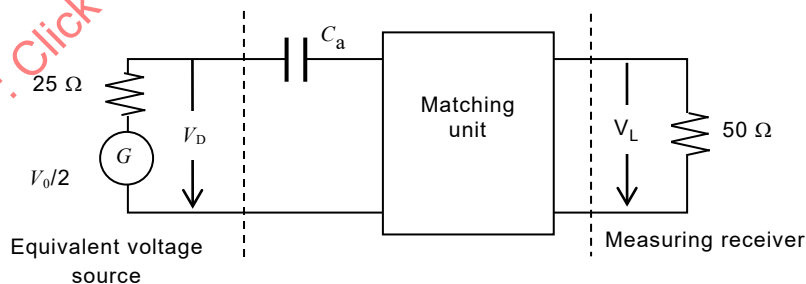
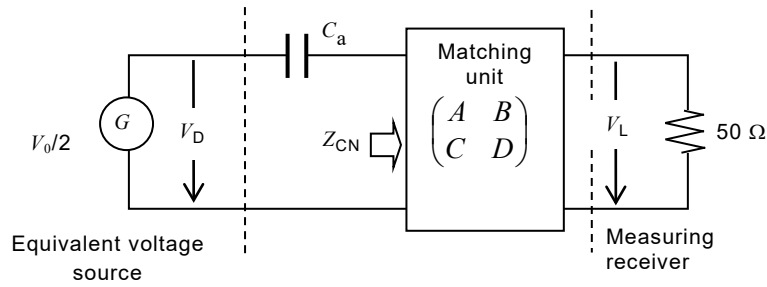


Figure G.8 – Equivalent circuit representation for the ECSM



IEC

Figure G.9 – Simplified circuit representation for Figure G.8

G.2.5 Uncertainties associated with the ECSM

G.2.5.1 General considerations

The ECSM requires the values of the effective height, h_e , and the capacitance of the rod, C_a , which can be calculated from Equations (3) and (4) (see 5.1.2.2). However, these equations assume that the monopole antenna is on a sufficiently large ground plane, e.g. 30 m by 20 m or larger; i.e. the base of the rod is fed via a bulkhead coaxial connector in the ground plane. Accordingly, the uncertainty analysis in this subclause is also based on this assumption.

In practice, stray reactance might exist between the rod and the ground plane (counterpoise) as well as in a dummy antenna (illustrated in Figure 3; see 5.1.2.4), leading to the antenna capacitance and the effective height differing from those given by Equations (3) and (4) (see 5.1.2.2). Accordingly, such stray reactance should be investigated to reduce the uncertainty [36], [40].

G.2.5.2 Uncertainty caused by the antenna capacitance

Figure G.7 shows an equivalent circuit for the ECSM set-up shown in Figure 1 (see 5.1.2.3.2), where a network analyzer is used. However Figure G.7 is also applicable to the set-up of Figure 2 (see 5.1.2.3.3) where a signal generator and a measuring receiver are used. In Figure G.9, the input impedance Z_{CN} of the matching unit with a 50 Ω load is given by:

$$Z_{CN} = \frac{50A + B}{50C + D} \quad (\text{G.4})$$

With this impedance, the antenna factor can be expressed as

$$\Phi = \frac{1}{h_e} \frac{V_D}{V_L} = \frac{1}{h_e} \frac{50C + D}{50} \left(\frac{1}{j\omega C_a} + Z_{CN} \right) \quad \text{in m}^{-1} \quad (\text{G.5})$$

If the antenna capacitance is slightly changed from C_a to C'_a in an actual ECSM measurement, the derived antenna factor changes from the original value Φ to Φ' that is given by

$$\frac{\Phi'}{\Phi} = \frac{(1/j\omega C'_a) + Z_{CN}}{(1/j\omega C_a) + Z_{CN}} \approx \frac{j\omega C_a}{j\omega C'_a} [1 + j\omega(C'_a - C_a)Z_{CN}] \approx \frac{C_a}{C'_a} \quad (\text{G.6})$$

The approximate expression of Equation (G.6) is valid where the impedance of the antenna capacitor is much larger than that of the matching unit, Z_{CN} . Therefore, the antenna capacitance error ε_C in pF may cause an error in the derived antenna factor given by:

$$\varepsilon_{Ca}(F_a) = F'_a - F_a = 20 \lg \left(\frac{\Phi'}{\Phi} \right) \approx 20 \lg \left(\frac{C_a}{C'_a} \right) = 20 \lg \left(\frac{C_a}{C_a + \varepsilon_C} \right) \quad \text{in dB} \quad (\text{G.7})$$

Equation (4) (see 5.1.2.2) includes a factor that models the higher frequency trend of the capacitance nearer resonance. This shows that the actual capacitance can be up to 4 pF higher than the fixed value for a 1 m rod. There is additional uncertainty in the model used to get the value of C_a , i.e. measurements of radius are required, and there are issues associated with telescopic rods. With the condition that the selected value of C_a is between 0,5 pF and 1 pF higher than the expression given by Equation (4), it is fair to assign an uncertainty factor of ± 3 pF for the capacitance value.

For example, if a capacitance of 12,6 pF is used in place of 10 pF, Equation (G.7) implies that the ECSM calibration may yield an antenna factor with an error about 2,0 dB [40]; see also N3) in E.2. As implied by Equation (G.6), the error in the antenna factor caused by the antenna capacitance may depend on the impedance of the matching unit, Z_{CN} .

G.2.5.3 Uncertainty in voltage measurements

The ECSM requires two voltage measurements for V_L and V_D , as illustrated in Figure G.7. Therefore, uncertainty components attributed to the voltage measuring receiver should be evaluated.

G.2.5.4 Uncertainty caused by mismatch

In Figure G.7, the symbols Γ_M and Γ_A represent the reflection coefficients measured at the measuring receiver input and the matching unit output, respectively. Γ_T denotes the reflection coefficient looking into the T-connector port that is connected to cable 1. Because the antenna capacitance connected to the T-connector usually has a high impedance, Γ_T is primarily controlled by the input impedance of the signal source. Referring to Equation (F.4), the mismatch uncertainty ranges can be evaluated using the S -parameters of the connected cables, S_{11} , S_{22} , and S_{21} from

$$M_D^{\pm} = 20 \lg \left[1 \pm \left(|\Gamma_T| |S_{11}| + |\Gamma_M| |S_{22}| + |\Gamma_T| |\Gamma_M| |S_{11}| |S_{22}| + |\Gamma_T| |\Gamma_M| |S_{21}|^2 \right) \right] \text{ in dB} \quad (\text{G.8})$$

$$M_L^{\pm} = 20 \lg \left[1 \pm \left(|\Gamma_A| |S_{11}| + |\Gamma_M| |S_{22}| + |\Gamma_A| |\Gamma_M| |S_{11}| |S_{22}| + |\Gamma_A| |\Gamma_M| |S_{21}|^2 \right) \right] \text{ in dB} \quad (\text{G.9})$$

For $\Gamma_M = \Gamma_A = \Gamma_T = 0,06$ (24 dB return loss), $S_{11} = 0,18$ (15 dB return loss), $S_{22} = 0,32$ (10 dB return loss), and $S_{21} = 1,0$, yields $M_D^- = M_L^- = 0,266$ dB.

G.2.5.5 Uncertainty caused by the effective height

The procedure of 5.1.2.2 for ECSM uses an expression for effective height that includes a $\tan(x)$ factor. At low frequency the monopole effective height may be assumed simplistically to be half the physical height. For heights greater than $\lambda/8$ this $\tan(x)$ factor partially corrects the effective height, but the errors become large as the frequency approaches resonance. Assuming this correction is applied, it is estimated that the effective height of rods up to 1,1 m may be calculated with 4 % uncertainty below 35 MHz; this includes uncertainty in the extra apparent height added by the attachment point.

Some monopole antennas are specified for use up to 100 MHz, and the heights exceed $\lambda/8$, in which case the ECSM is unsuitable and the antennas should be calibrated by the plane wave method. If the effective height is slightly changed from h_e to h'_e in Equation (5) (see 5.1.2.2), the resultant capacitance changes from the original value L_h to L'_h is given by:

$$L'_h - L_h = 20 \lg \left(\frac{h'_e}{h_e} \right) = 20 \lg (1 + x_{he}) \text{ in dB} \quad (\text{G.10})$$

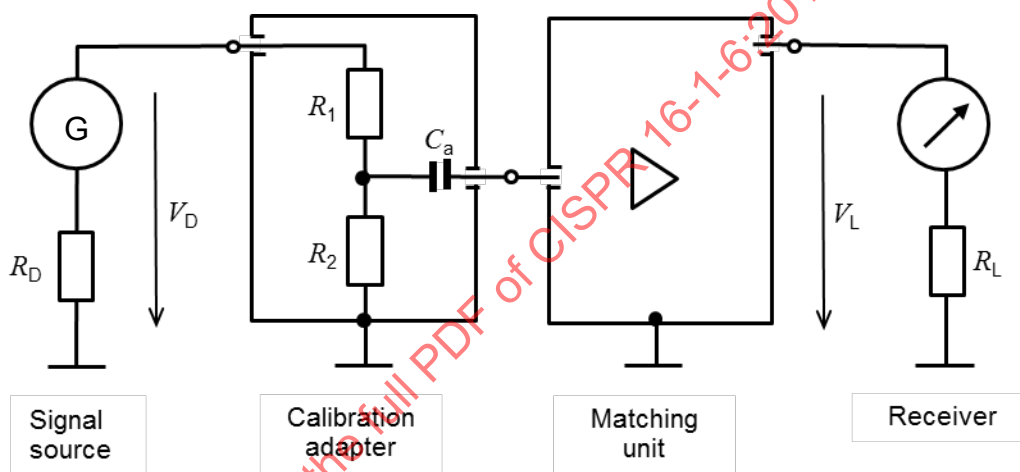
where x_{he} represents the percentage change in h_e . Accordingly, an error of 4 % in the effective height causes an error of 0,34 dB in L_h .

G.2.6 An alternative to the dummy antenna, for which $F_{ac} = V_D - V_L$

Figure G.10 shows a circuit diagram for an alternative dummy antenna that simulates the effects of the antenna effective height, h_e , by introducing a voltage divider (R_1, R_2) that makes $V_D - V_L$ yield a target F_{ac} . The dummy antenna is C_a contained in the calibration adaptor. The resistors should satisfy the condition $(R_1 + R_2) = 50 \, \Omega$ and $h_e = (R_2 / 50) \, \text{m}$. For example, if $h_e = 0,5 \, \text{m}$, then $R_1 = R_2 = 25 \, \Omega$. The ratio of the resistors R_1 and R_2 is usually 1:1, which divides the drive voltage V_D by a factor of two (–6 dB), which corresponds to the height correction factor for monopole antennas of 1 m length. The resistors should provide good impedance matching towards the source.

Other monopole lengths can be realized by adjusting the resistors R_1 and R_2 accordingly. The capacitor C_a represents the self-capacitance of the rod, which is typically between 10 pF and 20 pF for rods of 1 m length, depending on the diameter. The use of this kind of "source matched calibration adaptor" simplifies Equation (2) (see 5.1.2.1) to be Equation (G.11):

$$F_{ac} = V_D - V_L \quad \text{dB(m}^{-1}\text{)} \quad (\text{G.11})$$



IEC

Figure G.10 – Circuit for dummy antenna simulating the effects of the antenna effective height, h_e

Annex H (informative)

Helmholtz coil method for calibration of loop antennas up to 150 kHz

H.1 Measurement procedure

Calibrations using Helmholtz coils should be performed in a laboratory that does not contain large amounts of electrically conducting material, because this can couple to the field of the coils and alter the coil constant. Position the Helmholtz coils at a distance of at least three times the diameter of the coils away from metal structures. Materials used to hold the loops in position for calibration should also be electrically non-conducting. The ambient magnetic field levels should be checked using the instrument being calibrated to determine if the background reading is sufficiently low for the overall uncertainty required.

Helmholtz coils produce a region of uniform magnetic field and can be an alternative for loop antenna calibration [67]. Referring to Figure H.1, when the separation of two identical coils, s , is equal to the radius r , the Helmholtz condition is satisfied, and the field between the coils is uniform in the volume of a sphere of diameter $a = r/2$ whose centre is at the mid-plane of the coils and on the axis through the centre of the coils. The symbols for the set-up shown in Figure H.1 are:

- s is the separation between coil 1 and coil 2;
- r is the coil radius;
- a is the distance from each coil to the mid-plane, $a = s/2$.

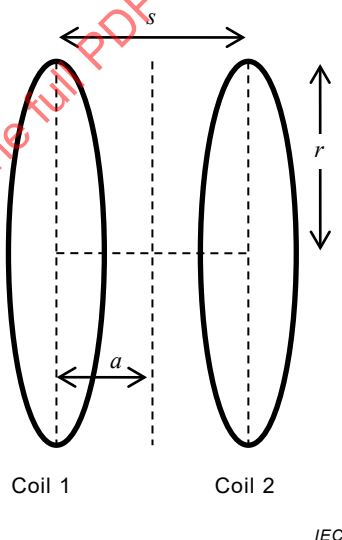


Figure H.1 – Diagram of Helmholtz coil method set-up

In a pair of Helmholtz coils, the accuracy of the magnetic fields produced is primarily affected by the accuracy with which they are constructed, and the accuracy with which the current driving them is known. The coil constant of a Helmholtz coil is defined as the ratio of the magnetic field strength to the current in the coils, and is given by Equation (H.1):

$$\frac{H}{I} = \frac{8}{5\sqrt{5}} \frac{N}{r} \quad (\text{H.1})$$

where

- H is the axial magnetic field strength, in A/m;
 I is the current in the coils, in A;
 N is the number of turns on each coil;
 r is the radius of each coil, in m.

Factors that contribute to the maximum operating frequency are:

- type of wire and type of insulation of the winding of each coil;
- number of turns per single coil.

These factors cause intra- and inter-winding capacitances that lower the maximum operating frequency through a self-resonance. As the operating frequency approaches this resonance frequency, the current in the winding is lower than the measured value. To minimize the error this causes, the coil constant is determined at d.c. using a proton resonance magnetometer and combined with the frequency response determined using a single-turn search coil.

The Helmholtz coil should be designed so that it can be calibrated using a proton resonance magnetometer. The required field strength is then established by calculating the current needed to generate the field, and measuring the current using a calibrated shunt (resistor) and calibrated DVM. The DVM should be qualified as suitable to measure a.c. voltage up to 150 kHz. For the shunt resistor used to measure the current, the ability to determine the difference in the a.c. and d.c. values of the shunt limits the maximum operating frequency to around 150 kHz.

The loop antenna (the AUC) of radius R to be calibrated, is positioned coaxially and midway between the two coils of the Helmholtz coil system, and aligned to produce maximum output voltage by monitoring this voltage while small rotations of the plane of the coil are made. At the required magnetic field strength level, the output voltage of the loop antenna is measured using a calibrated DVM. The shunt voltage is recorded, and used to determine the coil current and the applied magnetic field strength.

Preferably, the radius R should be less than $r/2$ to minimize the non-uniformity of the magnetic field through the area of the loop AUC. The percentage error caused by field non-uniformity can be found from Figure H.2, which shows the ratio of the actual H/I to the theoretical value given by Equation (H.1). The percentage error is given by:

$$[(\text{Error in actual } H/I) - 1] \times 100$$

The behaviour shown in Figure H.2 leads to a lower average magnetic field strength through the coil than that given by Equation (H.1), and therefore a larger antenna factor is calculated. For a ratio $R/r = 0,4$, the percentage error is 1,27 % or 0,11 dB, which is included as an example error in the uniformity of field in Table H.1. The error can be reduced by correcting for the field averaged over the area of the loop AUC.

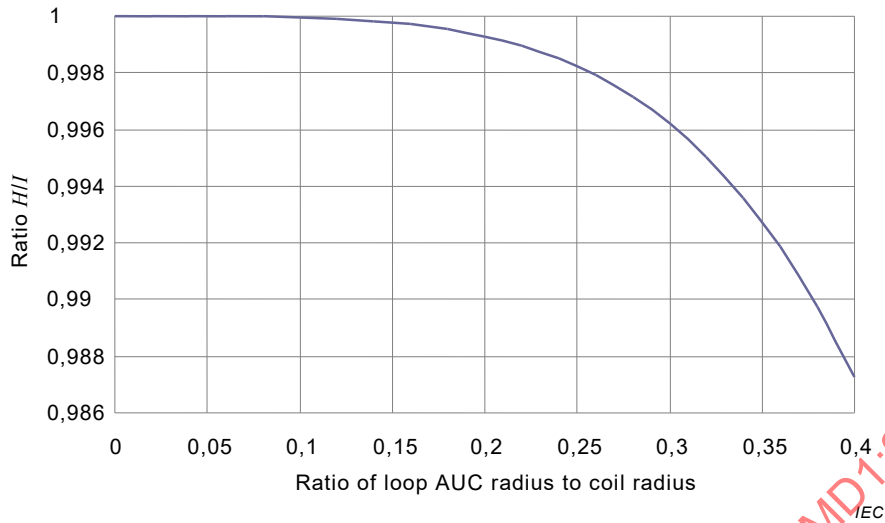


Figure H.2 – Variation of H/I across the central plane between the coils

It is possible that the loading of the input impedance of the DVM will affect the output voltage of the loop antenna. To establish whether this is the case, a second similar DVM should be connected in parallel with the first one, and readings taken with one (V_{c1}), then two instruments (V_{c2}) in parallel. Using the two readings, it is possible to calculate the value corrected for the loading of the input impedance using Equation (H.2):

$$V_c = \frac{V_{c1} V_{c2}}{2V_{c2} - V_{c1}} \quad (\text{H.2})$$

where

- V_c is the corrected output voltage from the loop antenna, in V;
- V_{c1} is the measured output voltage using one DVM, in V;
- V_{c2} is the measured output voltage with two DVMs in parallel, in V.

Typically, at the required field strength level, the output voltage of a passive loop antenna is measured across a $50\ \Omega$ load using a calibrated DVM. Most loop AUCs are active with a source impedance of $50\ \Omega$. The frequency dependence of this load should be determined for the frequency range of interest, and if necessary, an uncertainty contribution added to the measurement uncertainty budget.

From the known field H in $\text{dB}(\mu\text{A}/\text{m})$ and the output voltage of the antenna V_c in $\text{dB}(\mu\text{V})$, the antenna factor F_{aH} , in $\text{dB}(\Omega^{-1}\text{m}^{-1})$, as defined in 3.1.2.5, can be calculated as $F_{aH} = H - V_c$.

H.2 Uncertainties

An example measurement uncertainty budget for the frequency range of 50 kHz to 150 kHz is shown in Table H.1. An uncertainty of $\pm 0,5\ \text{dB}$ is achievable up to 10 MHz.

Table H.1 – Example measurement uncertainty budget for F_{aH} of a loop antenna measured by the Helmholtz coil method for the frequency range 50 kHz to 150 kHz

Source of uncertainty or quantity X_i	Value dB	Probability distribution	Divisor	Sensitivity	u_i dB	Note
Calibration of Helmholtz coils	0,003	Normal	2	1	0,002	–
Frequency response of Helmholtz coils	0,043	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,025	–
Calibration of DVM	0,086	Normal	2	1	0,043	–
Calibration of shunt resistor	0,002	Normal	2	1	0,001	–
Frequency response of shunt resistor	0,003	Normal	2	1	0,001	–
Resolution of current measurement	0,013	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,008	–
Resolution of loop output	0,013	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,008	–
Loop mis-alignment	0,009	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,005	–
Field uniformity	0,010	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,006	–
Measurement of frequency	0,000	Normal	2	1	0,000	–
Measurement repeatability	0,004	Normal	1	1	0,004	–
Combined standard uncertainty, u_C					0,052	–
Expanded uncertainty U ($k = 2$)					0,103	

Annex I (normative)

Antenna pattern measurement method in the frequency range above 1 GHz, with measurement uncertainty budget

I.1 General

All measurement methods in the CISPR 16 series need an estimation of the measurement uncertainty. A common approach is to list all contributions and to determine the influence of each one. This works very well if the uncertainty contributions are independent from the EUT itself. In case of antenna pattern measurements above 1 GHz uncertainty contributions are NOT independent from the EUT.

The major uncertainty contributions are:

- a) reflections inside the antenna chamber;
- b) reflections from the transmit antenna mast and the receive antenna mast;
- c) positioning uncertainty of the turntable leading to azimuth drift;
- d) alignment of the antennas;
- e) reflections between antennas.

All of these contributions are dependent on the antenna pattern to be measured as follows:

- 1) The nature of the pattern of omnidirectional antennas will lead to stronger reflections from objects around the antenna and from all surfaces of the anechoic chamber.
- 2) Coupling with the antenna mast is more significant if omnidirectional antennas or directional antennas with a strong back lobe are measured.
- 3) Uncertainty of the turntable positioning can be seen if directional antennas with a high-gradient antenna pattern are measured.
- 4) Alignment is more critical if directive antennas are measured.
- 5) Unwanted coupling between measurement antennas exists if the dimensions of the antennas are electrically large.

To account for these effects on uncertainty this measurement method includes a statistical estimation of the measurement uncertainty. The following subclauses describe the set-up and test method. Because a combined method is used, the problem of separately performing site validation and antenna mast validation is solved. It is easy for calibration labs to implement, and the effort is reasonable because the procedure is applied for the following cases:

- a) for a new and/or modified chamber and/or turntable;
- b) if the receive antenna model is changed;
- c) for each manufacturer and model of AUC.

This method is similar to the method given in 5.3.3 of CISPR 16-1-5:2014.

I.2 Test set-up

In a typical test set-up, the receive or transmit antenna under test is mounted in front of a vertical mast placed on a turntable. A change between the E-plane and the H-plane is easily done by rotating the antenna by 90°.

For the purposes of these tests, two principal categories of positioning systems are defined based on known methods of performing spherical antenna pattern tests. These are the distributed-axis system and the combined-axis system.

Combined-axis systems mount the Φ -axis positioner on the θ -axis, as shown in Figure I.1 a), to rotate the AUC around two axes, while the distributed axis systems move the measurement antenna about the AUC on the Φ -axis positioner, as shown in Figure I.1 b). With the combined axis system the height is not critical but half the chamber height is recommended. With the distributed axis system the radius of the ring is determined by using the maximum size of the AUC and calculating the far-field criteria.

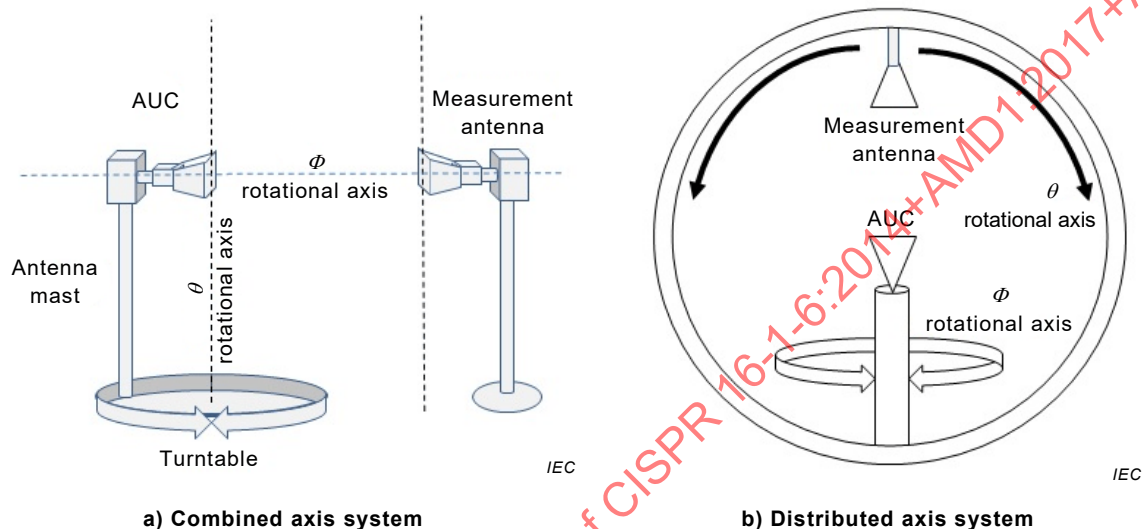


Figure I.1 – Typical set-up for antenna pattern measurement

Two distances are defined as follows:

d_1 is the distance between the centre of the turntable and the reference point of the measurement antenna; a distance of 3 m or longer is recommended (see Figure I.2);

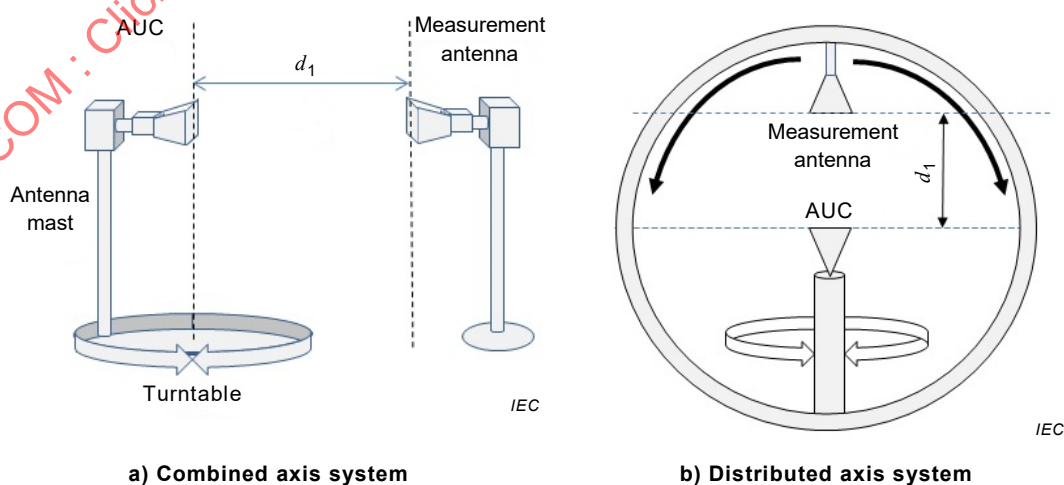


Figure I.2 – Definition of d_1

d_2 is the distance between the antenna mast and the reference point of the AUC (see Figure I.3); because only the antenna can be moved, and not the positioner. Adjustment of d_2 is possible using for example different length adaptors.

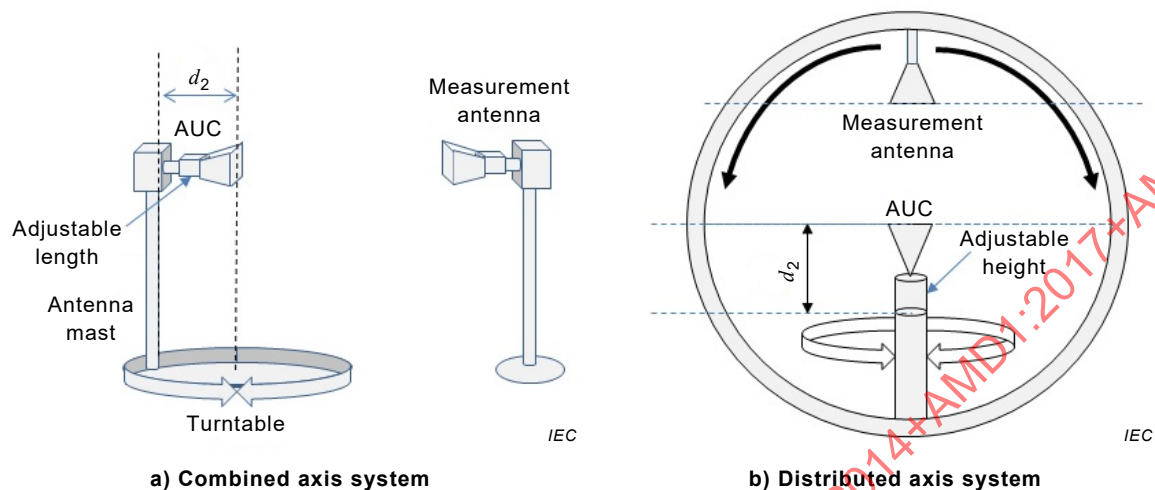


Figure I.3 – Definition of d_2

The AUC is the antenna mounted on the rotational positioner of the combined axis system and on the rotating pedestal for the distributed axis system. Only one of either system needs to be used.

For an element type antenna, see 7.5.2.1.

I.3 Test method

The test method is based on changing the phase condition of direct and reflected waves, similar to S_{VSWR} (see CISPR 16-1-4).

The antenna pattern is measured a total of 12 times while the distances d_1 and d_2 are varied as follows.

a) Influence of the antenna mast – with d_1 held constant, d_2 is increased in the following steps (see Figure I.4):

- 1) $d_2 + 0,0$ cm,
- 2) $d_2 + 0,3$ cm,
- 3) $d_2 + 3,0$ cm,
- 4) $d_2 + 6,0$ cm,
- 5) $d_2 + 7,5$ cm,
- 6) $d_2 + 9,0$ cm.

The spacing between d_2 positions above is unequal, i.e. similar to S_{VSWR} . The physical lower limit is defined by the lowest frequency used, at least $\lambda/4$.

NOTE The reference point and phase centre in this case mean the same thing. The phase centre can change as a function of frequency and has to be known for the application of the antenna, i.e. the antenna factor, to be valid. For LPDA antennas either the manufacturer's mark or the antenna midpoint for calibration is used. For DRG horn antennas the plane of the aperture is used.

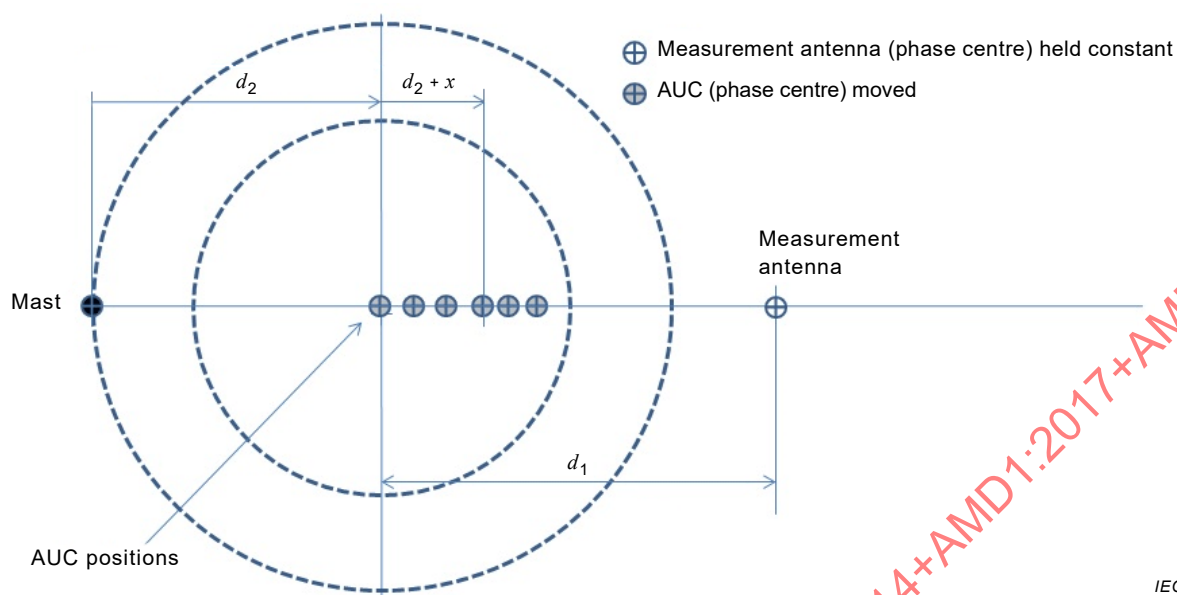


Figure I.4 – With d_1 held constant, d_2 is increased in x cm steps

b) Influence of the chamber – with d_2 held constant, d_1 is increased in the following steps (see Figure I.5):

- 7) $d_1 + 0$ cm,
- 8) $d_1 + 2$ cm,
- 9) $d_1 + 10$ cm,
- 10) $d_1 + 18$ cm,
- 11) $d_1 + 30$ cm,
- 12) $d_1 + 40$ cm.

The spacing between d_1 positions above is unequal. The distances listed above are equal to those used in measuring S_{VSWR} , so commercially available antenna positioners can be used for an automated procedure.

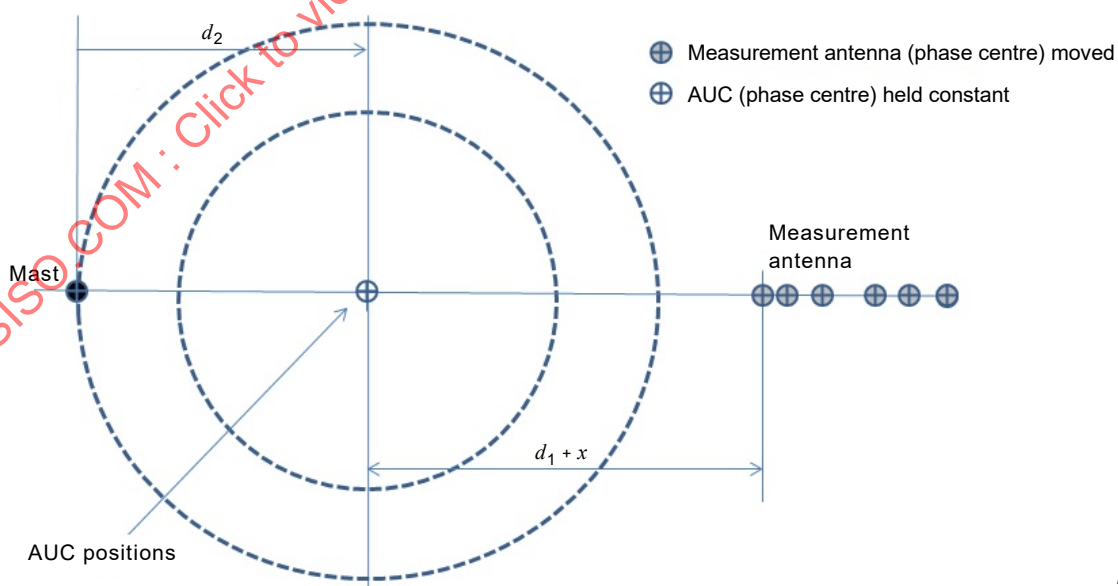


Figure I.5 – With d_2 held constant, d_1 is increased in x cm steps

When the change in d_2 causes the AUC to move away from the axis of rotation, the distance between the transmit and the receive antennas is dependent on the angle, and a distance correction is required (see Figure I.6 and Equation (I.1)).

To get an estimate for the measurement uncertainty contributions due to reflections of the test site and antenna positioner the standard deviations of combined and distributed systems are calculated separately from the measured antenna pattern. See Table I.2.

Measurements shall be performed at a single frequency in steps of 500 MHz or smaller. The turntable shall be stepped from 0° to 360° with a maximum angular resolution of 2°. The measurement at 360° shall be compared to the 0° value for completion of the pattern.

A radiation pattern correction is required for d_2 when the axes of both antennas do not coincide due to the turntable rotation (see Table I.1).

Due to the required correction of the received level and the angle – see Equation (I.3) and Figure I.6 – the angular grid is not equally spaced; see Table I.1. To solve this issue the pattern shall be recalculated to an angular resolution of 0,5° via linear interpolation at each frequency using dB scale values for pattern data. After this alignment the standard deviation shall be calculated.

Table I.1 – Correction of angle α for a distance of $d_1 = 3$ m (refer to Figure I.6)

α (°)	α_{corr} (°) $x = 0$ (cm)	α_{corr} (°) $x = 0,3$ (cm)	α_{corr} (°) $x = 3$ (cm)	α_{corr} (°) $x = 6$ (cm)	α_{corr} (°) $x = 7,5$ (cm)	α_{corr} (°) $x = 9$ (cm)
0	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000
2	2,000	2,002	2,020	2,041	2,051	2,062
4	4,000	4,004	4,040	4,082	4,102	4,124
6	6,000	6,006	6,060	6,122	6,154	6,185
8	8,000	8,008	8,081	8,163	8,204	8,247
10	10,000	10,010	10,100	10,203	10,255	10,308
...	...	...	...	...	...	...
90	90,000	90,057	90,573	91,146	91,432	91,718
...	...	...	...	...	...	...
180	180,000	180,000	180,000	180,000	180,000	180,000
...	...	...	...	...	...	...
270	270,000	269,943	269,427	268,854	268,568	268,282
...	...	...	...	...	...	...
360	360,000	360,000	360,000	360,000	360,000	360,000

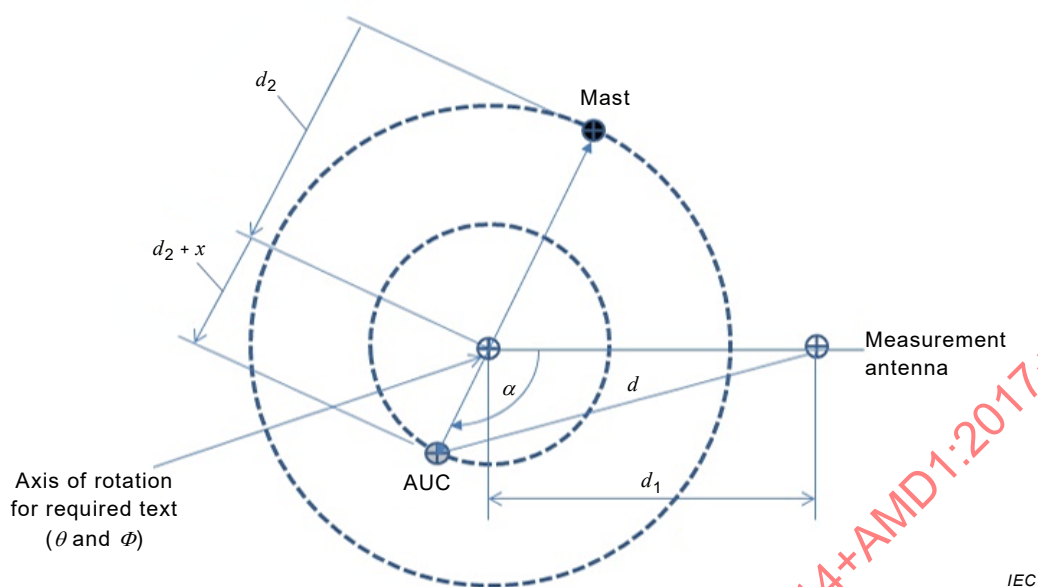


Figure I.6 – Distance and angle correction

The following equations support Figure I.6:

$$d^2 = d_1^2 + x^2 - 2d_1x\cos\alpha \quad (I.1)$$

$$P_{\text{corr}} = P_{\text{meas}} + 20\lg \frac{d}{d_1} \quad (I.2)$$

$$\alpha_{\text{corr}} = \alpha + \arctan\left(\frac{x\sin\alpha}{d_1 - x\cos\alpha}\right) \quad (I.3)$$

I.4 Test report

The test report shall include a description of the facility, the test equipment used and the measurement uncertainty.

I.5 Uncertainty budget

An example uncertainty budget for antenna pattern measurement is provided in Table I.2.

**Table I.2 – Example measurement uncertainty
budget for antenna pattern measurement above 1 GHz**

Source of uncertainty or quantity X_i	Value dB	Probability distribution	Divisor	Sensitivity	u_i dB
Repeatability of S_{21} value ^a	0,20	Normal	2	1	0,10
Reflections of site ^b	0,21	Normal	2	1	0,11
Reflections of positioner and cable ^b	0,35	Normal	2	1	0,18
Antenna height error ^c	0,1	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,06
Antenna orientation error ^d	0,2	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,12
Polarization mismatch ^e	0,02	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,01
Combined standard uncertainty, u_c					0,27
Expanded uncertainty, U ($k = 2$)					0,54
This table is for 3 m distance; for other distances other values will need to be calculated.					
NOTE Further guidance on uncertainty can be found in CISPR 16-4-2.					
^a The influence of the noise dominates the repeatability of S_{21} measurements on a network analyser. The number is determined by repeated measurements at several angular positions without turning the positioner between the measurements. The repeatability shall be checked at the main lobe position, a null and a side lobe position to get a reliable figure. ^b The uncertainty associated with the reflections from positioner and site is determined by following procedure. If the uncertainty changes with frequency, the measurement estimation shall be done for proper frequency ranges. 1) Perform the measurement according to Clause I.3 by changing d_1 at the first frequency. 2) Calculate the standard deviation of these six traces for each angle. 3) Take the maximum value and fill it into the table (second line). 4) Perform the measurement according to Clause I.3 by changing d_2 at the first frequency. 5) Calculate the standard deviation of these six traces for each angle. 6) Take the maximum value and insert it into the table (third line). 7) Restart at a) with the next frequency. ^c A typical value to place the antennas at the same height is 10 mm. Depending on the pattern of the antennas the uncertainty could be up to 0,1 dB. ^d For precise alignment of the antennas, a laser based system is recommended. For high gain antennas alignment is more critical than for medium gain antennas. An uncertainty of 0,2 dB is estimated. ^e Polarization mismatch uncertainty can be obtained using $\cos\phi$, where ϕ is an angular difference in polarization between transmit and receive antennas. For example, if the transmit and receive antennas are tilted by 2° in the opposite directions to each other, on the axes of their respective boresight directions, the polarization mismatch uncertainty becomes 0,02 dB [= $20 \lg \cos(2^\circ \times 2)$].					

Annex J (informative)

Monte Carlo simulation of TAM loop antenna calibration measurement uncertainty – Example source code

```
%%%%%%%%%
```

```
% MATLAB example source code
```

```
% CISPR 16-1-6
```

```
%
```

```
% Calculation of Uncertainty for TAM
```

```
% Calculation of K
```

```
%
```

```
% Monte Carlo (MC) Simulation
```

```
%%%%%%%%%
```

```
clear;
```

```
M=1000; %Number of MC trials
```

```
f=30; %Frequency in MHz
```

```
%
```

```
% Defining input estimates
```

```
%
```

```
d=0.4; %Distance between antennas
```

```
u_d=0.01; %Estimate of uncertainty for distance
```

```
r1=0.05; %Radius antenna 1
```

```
u_r1=0.002; %Estimate of uncertainty for radius 1
```

```
r2=0.05; %Radius antenna 2
```

```
u_r2=0.002; %Estimate of uncertainty for radius 2
```

```
u_phi1=5; %Estimate of uncertainty for misalignment around x axis
```

```
u_phi2=5; %Estimate of uncertainty for misalignment around x axis
```

```
u_l_theta1=1; %Estimate of uncertainty for misalignment around y axis
```

```
u_l_theta2=1; %Estimate of uncertainty for misalignment around y axis
```

```
u_s_theta1=5; %Estimate of uncertainty for misalignment around z axis
```

```

u_s_theta2=5;    %Estimate of uncertainty for misalignment around z axis

u_m=0.01;    %Estimate of uncertainty for misalignment in x axis

u_l=0.01;    %Estimate of uncertainty for misalignment in z axis

%

% Setting MC samples

%

mc_d=d-u_d+2*u_d*rand(M,1);

mc_r1=r1-u_r1+2*u_r1*rand(M,1);

mc_r2=r2-u_r2+2*u_r2*rand(M,1);

mc_phi1=-u_phi1+2*u_phi1*rand(M,1);

mc_phi2=-u_phi2+2*u_phi2*rand(M,1);

mc_s_theta1=-u_s_theta1+2*u_s_theta1*rand(M,1);

mc_s_theta2=-u_s_theta2+2*u_s_theta2*rand(M,1);

mc_l_theta1=-u_l_theta1+2*u_l_theta1*rand(M,1);

mc_l_theta2=-u_l_theta2+2*u_l_theta2*rand(M,1);

mc_m=-u_m+2*u_m*rand(M,1);

mc_l=-u_l+2*u_l*rand(M,1);

%

% Calculate output estimate

%

for i=1:M

    i

    %call function nec; calculates SIL using NEC

    SIL(i)=nec(f,mc_d(i),mc_r1(i),mc_r2(i),mc_m(i),mc_k(i),mc_phi1(i),mc_phi2(i),mc_s_theta1(i),mc_s_theta2(i),
    mc_l_theta1(i),mc_l_theta2(i));

end

u_SIL=std(SIL);

%

% Other uncertainty contribution

% Measurement function is linear

```

%

% Unwanted coupling between the antennas and ground

u_coup=0.1; %Rectangular contribution

% Approximation error in Equation (65)

u_approx=0.13; %Rectangular contribution

%

u_K=sqrt(u_SIL^2+(u_coup/sqrt(3))^2+(u_approx/sqrt(3))^2)

STANDARDSISO.COM : Click to view the full PDF of CISPR 16-1-6:2014+AMD1:2017+AMD2:2022 CSV

Bibliography

- [1] CISPR 16-1-1:2010, *Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods – Part 1-1: Radio disturbance and immunity measuring apparatus – Measuring apparatus*
- [2] CISPR 16-2-3:2010, *Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods – Part 2-3: Methods of measurement of disturbances and immunity – Radiated disturbance measurements*
- [3] CISPR 16-4-2:2011, *Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods – Part 4-2: Uncertainties, statistics and limiting modelling – Measurement instrumentation uncertainty*
- [4] CISPR 25:2008, *Vehicles, boats and internal combustion engines – Radio disturbance characteristics – Limits and methods of measurement for the protection of on-board receivers*
- [5] IEC 61000-4-22:2010, *Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 4-22: Testing and measurement techniques – Radiated emissions and immunity measurements in fully anechoic rooms (FARs)*
- [6] IEC 61169-16:2006, *Radio-frequency connectors – Part 16: Sectional specification – RF coaxial connectors with inner diameter of outer conductor 7 mm (0,276 in) with screw coupling – Characteristics impedance 50 Ω (75 Ω) (type N)*
- [7] ISO/IEC Guide 98-3/Suppl.1:2008, *Uncertainty of measurement – Part 3: Guide to the expression of uncertainty in measurement (GUM:1995) – Supplement 1: Propagation of distributions using a Monte Carlo method*
- [8] ISO/IEC 17043:2010, *Conformity assessment – General requirements for proficiency testing*
- [9] ALEXANDER, M.J., Lopez, M.H. and Salter, M.J., Getting the best out of biconical antennas for emission measurements and test site calibration, *Record on IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (Austin, Texas)*, 1997, p. 84-89
- [10] ALEXANDER M.J., Salter, M.J. and Cheadle, D.S., Near-field validation of calculable dipole antennas in a fully anechoic room from 20 to 1000 MHz, *EMC Europe 2013*, Brugge, September 2013
- [11] ALEXANDER, M.J., Salter, M.J., Loader, B.G. and Knight, D.A., Broadband calculable dipole reference antennas, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, February 2002, vol. 44, no.1, p. 45-58
- [12] ANSI C63.4-2003, *American National Standard for Methods of Measurement of Radio-Noise Emissions from Low-Voltage Electrical and Electronic Equipment in the Range of 9 kHz to 40 GHz*
- [13] ANSI C63.5-2006, *American National Standard for Electromagnetic Compatibility–Radiated Emission Measurements in Electromagnetic Interference, (EMI) Control–Calibration of Antennas (9 kHz to 40 GHz)*
- [14] ANSI/IEEE Std 149-1979, *IEEE Standard Test Procedures for Antennas*

- [15] ARTHUR, D. C., Ji, Y. and Daly, M.P.J., A Simplified method for the measurement of magnetic loop antenna factor, *Proceedings of Conference on Precision Electromagnetic Measurement 2008*, Broomfield, Colorado, 3-13 June 2008, p. 640-641
- [16] AYKAN, A., Calibration of circular loop antennas, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 47, Issue 2, April 1998, p. 446-452
- [17] BRUNS, C., Leuchtmann, P., and Vahldieck, R., Analysis and simulation of a 1-18 GHz broadband double-ridged horn antenna, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 45, 2003, p. 55-60
- [18] ÇAKIR, S., Hamid, R. and Sevgi, L., Loop-antenna calibration, *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 53, no. 5, October 2011, p. 243-254
- [19] CHEN, Z. and Foegelle, M.D., A numerical investigation of ground plane effects on biconical antenna factor, *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, vol. 2, 24-28 Aug. 1998, p. 802-806
- [20] CHEN, Z., Foegelle, M.D. and Harrington, T., Analysis of log periodic dipole array antennas for site validation and radiated emissions testing, *IEEE EMC Symposium, Seattle*, 1999, p. 618-623
- [21] CHEN, Z., Measurement uncertainties for biconical antenna calibrations using standard site method, *2013 Asia-Pacific International Symposium and Exhibition on Electromagnetic Compatibility*, May 20-23, 2013
- [22] COLLIER, R. and Skinner, D., eds., *Microwave Measurements, IET Electrical Measurement Series 12*, 3rd edition, Chapter 4 (on coaxial connectors), 2007
- [23] FITZGERRELL, R.G., Standard linear antennas, 30 to 1000 MHz, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1986, vol. AP-34, no. 12, p. 1425-1429
- [24] FUJII, K. and Sugiura, A., Averaging of the height-dependent antenna factor, *IEICE Transactions on Communications*, vol. E88-B, no. 8, August 2005, p. 3108-3114
- [25] FUJII, K., Alexander, M.J. and Sugiura, A., Uncertainty analysis for three antenna method and standard antenna method, *2012 IEEE Symposium on EMC*, August 2012, p. 702-707
- [26] GARN, H.F., Buchmayr, M., Müllner, W. and Rasinger, J., Primary standards for AF calibration in the frequency range 30 – 1000 MHz, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, April 1997, vol. 46, no.2, p. 544-548
- [27] GAVENDA, J.D., Near-field corrections to site attenuation, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. EMC-36, no. 3, 1994, p. 213-220
- [28] GREENE, F.M., NBS Field-strength standards and measurements (30 Hz to 1000 MHz). *Proc. IEEE*, June 1967, vol. 55, no. 6, p. 974-981
- [29] HALLÉN, E., Theoretical investigation into the transmitting and receiving qualities of antennas, *Nova Acta Regiae Soc. Sci. Upsala*, Ser. IV, 11, No. 4, Nov. 1938, p. 1-44
- [30] HARIMA, K., Calibration of broadband double-ridged guide horn antenna by considering phase center, *Proceedings of the 39th European Microwave Conference*, Oct. 2009, Roma, Italy, p. 1610-1613

- [31] HOLLIS, J.S., Lyon, T.J. and Clayton, L., *Microwave Antenna Measurements*, Scientific-Atlanta, Inc., 1969, Revised 1985
- [32] IEEE Std 291-1991, *IEEE Standard Methods for Measuring Electromagnetic Field Strength of Sinusoidal Continuous Waves*, 30 Hz to 30 GHz. IEEE, Inc., 445 Hoes Lane, PO Box 1331, Piscataway, NJ 08855-1331 USA, p. 28-29
- [33] IEEE Std 1128-1998, *IEEE Recommended Practice for Radio-Frequency (RF) Absorber Evaluation in the Range of 30 MHz to 5 GHz*, Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc
- [34] IEEE Std 1309-2005, *IEEE Standard for Calibration of Electromagnetic Field Sensors and Probes, Excluding Antenna, from 9 kHz to 40 GHz*, Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc
- [35] ISHII, M., Hirose, M. and Komiyama, K., A measurement method for magnetic antenna factor of small circular loop antenna by 3-antenna method, *URSI North American Radio Science Meeting* (Columbus, Ohio), July 2003, p. 458
- [36] ISHII, M., Kurokawa, S. and Shimada, Y., Comparison between three-antenna method and equivalent capacitance substitution method for calibrating electrically short monopole antenna, *Proceedings of 2011 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (Long Beach)*, Aug. 2011, p. 101-106
- [37] JI, Y., Arthur, D.C. and Warner, F.M., Measurement of above 1 GHz EMC antennas in a fully anechoic room, *Proceedings of Conference on Precision Electromagnetic Measurement* 2008, 3-13 June 2008, Broomfield, Colorado, p. 252-253
- [38] KERR, J.L., Short axial length broad-band horns, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1973, vol. AP-21, no. 9, p. 710-714
- [39] KING, R.W.P., *Theory of Linear Antennas*, Harvard University Press, Cambridge, MA, 1956, p.16-17, 71, 184 and 487
- [40] KNIGHT, D.A., Nothofer, A. and Alexander, M.J., Comparison of calibration methods for monopole antennas, with some analysis of the capacitance substitution method, *NPL Report DEM-EM 005*, October 2004. Available from (www.npl.co.uk/publications)
- [41] KRIZ, A., Antenna applications and chamber impact, *IEEE EMC Symposium*, Honolulu, Hawaii USA, 2007
- [42] KRIZ, A., Site validation above 1 GHz, *IEEE EMC Symposium*, Detroit, Michigan USA, 2008
- [43] KUHN, N., Simplified signal flow graph analysis, *Microwave Journal*, 1963, vol. VI, no. 11, p. 59-66
- [44] MENG, D., Alexander, M.J. and Zhang, X., Calibration of biconical antennas on a small ground plane, *International Symposium on Antennas, Propagation & EM Theory (ISAPE)*, October 2012
- [45] MIL-STD-461, *Electromagnetic Interference Characteristics Requirements for Equipment*, U.S. Department of Defense, July 1967
- [46] MOLINA-LOPEZ, V., Botello-Perez, M. and Garcia-Ruiz, I., Validation of the open-area antenna calibration site at CENAM, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, April 2009, vol. 58, no. 4, p. 1126-1134

- [47] MORIOKA, T. and Komiyama, K., Measurement of antenna characteristics above different conducting planes, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, April 2001, vol. 50, no. 2, p. 393-396
- [48] MORIOKA, T. and Hirasawa, K., MoM calculation of the properly defined dipole antenna factor with measured balun characteristics, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, EMC-53, No. 1, p. 233-236, 2011
- [49] MUEHLDOERF, E.I., The phase center of horn antennas, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-18, no. 6, 1970, p. 753-760
- [50] MÜLLNER, W. and Buchmayr, M., Introducing height correction factors for accurate measurements with biconical antennas above groundplane, *13th International Zurich Symposium and Technical Exhibition on Electromagnetic Compatibility*, February 16-18, 1999
- [51] NEWELL, A. C., Baird, R. C. and Wacker, P. F., Accurate measurement of antenna gain and polarization at reduced distance by an extrapolation technique, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, July 1973, vol. AP-21, p. 418-431
- [52] NPL Calculable Antenna Processor CAP2010, National Physical Laboratory, [software available as freeware from (www.npl.co.uk/software/calculable-antenna-processor)]
- [53] NPL GPG 73, *The Antenna Calibration Good Practice Guide*, December 2004, available from (http://www.npl.co.uk/publications/good_practice/)
- [54] PARK, J., Mun, G., Yu, D., Lee, B. and Kim, W., Proposal of simple reference antenna method for EMI antenna calibration, *IEEE EMC Symposium 2011*, p. 90-95
- [55] RIEDELSHEIMER, J. and Trautnitz, F.W., Influence of antenna pattern on site validation above 1 GHz for site VSWR measurements, *2010 IEEE Symposium on EMC*, Fort Lauderdale, FL, USA
- [56] ROCKWAY, J.W., Logan, J.C., Daniel, W.S.T. and Shing, T. L., *The Mininec system: Microcomputer analysis of wire antennas*, Artech House Inc., MA, USA, 1988
- [57] SALTER, M.J. and Alexander, M.J., EMC antenna calibration and the design of an open-field site, *Measurement Science and Technology*, Institute of Physics (UK), 1991, vol. 2, no. 6, p. 510-519
- [58] SCHELKUNOFF, S.A., Theory of antennas of arbitrary size and shape, *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, Sep. 1941, vol. 29, p. 493-592
- [59] SCHELKUNOFF, S.A. and FRIIS, H.T., *Antennas: Theory and Practice*, New York: John Wiley and Sons, Inc., 1952, p. 302-331
- [60] SCHWARZBECK, D., *Calibration of Vertical Monopole Antennas (9kHz – 30MHz)*, (http://www.schwarzbeck.de/appnotes/AF_of_monopole_on_tripod.pdf)
- [61] SMITH, A.A., Standard-site method for determining antenna factors, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 24, 1982, p. 316-322
- [62] SMITH, A.A., German, R.F. and Pate, J.B., Calculation of site attenuation from antenna factors, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. EMC-24, No. 3, 1982, p. 301-316

- [63] SUGIURA, A., Formulation of normalized site attenuation in terms of antenna impedances, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, Vol. EMC-32, No. 4, p. 257-263, 1990
- [64] SUGIURA, A., Shinozuka, T. and Nishikata, A., Correction factors for normalized site attenuation, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. EMC-34, No. 4, p. 461-470, Nov. 1992
- [65] SUGIURA, A., Alexander, M.J., Knight, D.A. and Fujii, K., Equivalent capacitance substitution method for monopole antenna calibration, *2012 IEEE Symposium on EMC*, August 2012, p. 708-713
- [66] TRAINOTTI, V. and Figueroa, G., Vertically polarized dipoles and monopoles, directivity, effective height and antenna factor, *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 56, p. 379-409
- [67] P VIGOUREUX, Formulae for the calculation of the magnetic field strength in a Helmholtz system with circular coils, *NPL Report DES 130*, December 1993; available from: (www.npl.co.uk/publications)
- [68] WOLFF, E.A., *Antenna Analysis*, New York: John Wiley and Sons, Inc., 1966, p. 61
- [69] IEC 60050-726:1982, *International Electrotechnical Vocabulary. Transmission lines and waveguides*
- [70] GREENE, F.M., The near-zone magnetic field of a small circular-loop antenna, *Journal of Research of the National Bureau of Standards – C. Engineering and Instrumentation*, Oct.-Dec. 1967, vol. 71C, no. 4, p. 319-326 (<https://www.nist.gov/nist-research-library/journal-research-volume-71c>)
- [71] MA, M.T. and Kanda, M., *Electromagnetic Compatibility and Interference Metrology*, NBS Technical Note 1099, Boulder, CO, 1986
- [72] FUJII, K., Sakai, K., Sugiyama, T., Sebata, K., and Nishiyama, I., Calibration of Loop Antennas for EMI Measurements in the Frequency Range Below 30 MHz, *Journal of the National Institute of Information and Communications Technology*, vol.63, no. 1, Dec. 2016, p. 71-81
- [73] ISHII, M. and Shimada, Y., Reference calibration methods for small circular loop antenna in low-frequency band, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Apr. 2009, vol. 58, no. 4, p. 1007-1103
- [74] ISHII, M. and Fujii, K., Loop antenna calibration methods in low-frequency, *IEICE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC'14/Tokyo)*, 2014, p. 290-293
- [75] RAMO, S., Whinnery, J.R., and Van Duzer, T., *Fields and Waves in Communication Electronics*, 3rd ed., John Wiley & Sons, 1994

STANDARDSISO.COM : Click to view the full PDF of CISPR 16-1-6:2014+AMD1:2017+AMD2:2022 CSV

SOMMAIRE

AVANT-PROPOS	208
1 Domaine d'application	210
2 Références normatives	210
3 Termes, définitions et abréviations	211
3.1 Termes et définitions	211
3.1.1 Termes relatifs aux antennes	211
3.1.2 Termes relatifs au facteur d'antenne	215
3.1.3 Termes relatifs à l'emplacement de mesure	216
3.1.4 Autres termes	217
3.2 Abréviations	218
4 Concepts fondamentaux	219
4.1 Généralités	219
4.2 Concept de facteur d'antenne	219
4.3 Méthodes d'étalonnage pour des fréquences de 30 MHz et plus	220
4.3.1 Généralités	220
4.3.2 Distances de séparation minimales des antennes	220
4.3.3 Considérations générales pour la méthode TAM	221
4.3.4 Considérations générales pour la méthode SSM	221
4.3.5 Considérations générales pour la méthode SAM	221
4.4 Incertitudes de mesure pour les résultats des mesurages d'étalonnage des antennes	222
4.5 Synthèse des méthodes de mesure permettant d'obtenir l'AF	222
5 Méthodes d'étalonnage pour la gamme de fréquences comprise entre 9 kHz et 30 MHz	225
5.1 Étalonnage des antennes monopôles	225
5.1.1 Généralités	225
5.1.2 Étalonnage par la méthode ECSM	226
5.2 Étalonnage des antennes boucles	233
5.2.1 Généralités	233
5.2.2 Méthode des cellules TEM (Crawford)	234
5.2.3 Méthode à trois antennes (TAM)	238
5.2.4 Méthode de la sonde de courant (CPM)	248
5.2.5 Méthode de l'antenne étalon	251
6 Fréquences, matériel et vérifications de fonctionnement pour des étalonnages à des fréquences supérieures ou égales à 30 MHz	253
6.1 Fréquences d'étalonnage	253
6.1.1 Gammes et pas de fréquences d'étalonnage	253
6.1.2 Fréquence de transition pour les antennes hybrides	254
6.2 Exigences concernant les instruments de mesure pour les étalonnages d'antennes	255
6.2.1 Types de matériel	255
6.2.2 Désadaptation	257
6.2.3 Dynamique et reproductibilité de mesurage de SIL	258
6.2.4 Rapport signal/bruit	259
6.2.5 Mâts et câbles d'antennes	259
6.3 Vérifications de fonctionnement d'une AUC	260

6.3.1	Généralités	260
6.3.2	Équilibre d'une antenne	260
6.3.3	Caractéristique de polarisation croisée d'une antenne	260
6.3.4	Diagrammes de rayonnement d'une antenne	261
7	Paramètres et équations de base communs aux méthodes d'étalonnage d'antennes pour des fréquences au-delà de 30 MHz	262
7.1	Synthèse des méthodes de mesure permettant d'obtenir l'AF	262
7.2	Mesurages de la perte d'insertion de l'emplacement	262
7.2.1	Généralités	262
7.2.2	Méthode de mesure de SIL et de SA	262
7.2.3	Composantes d'incertitude communes d'un mesurage de SIL	264
7.3	Équations de base pour le calcul de l'AF à partir des mesurages de SIL et de SA	266
7.3.1	Facteur d'antenne issu des mesurages de SIL	266
7.3.2	Relation entre AF et SIL pour un emplacement d'étalonnage en espace libre	266
7.3.3	Relation entre AF et SIL pour un emplacement d'étalonnage avec un plan de masse de référence métallique	267
7.4	Équations pour le facteur AF et les incertitudes de mesure avec les méthodes TAM, SSM et SAM	268
7.4.1	Méthode TAM	268
7.4.2	SSM	273
7.4.3	Méthode SAM	276
7.5	Paramètres de spécification du centre de phase et de la position des antennes	278
7.5.1	Généralités	278
7.5.2	Position de référence et centres de phase des antennes LPDA et hybrides	279
7.5.3	Centres de phase des antennes cornets	282
8	Détails pour les méthodes d'étalonnage TAM, SAM et SSM pour des fréquences de 30 MHz et plus	284
8.1	Généralités	284
8.2	Considérations concernant les étalonnages F_a à l'aide de la méthode TAM	284
8.2.1	Considérations générales	284
8.2.2	Considérations concernant l'emplacement d'étalonnage et le montage d'antennes pour une utilisation avec la méthode TAM	285
8.2.3	Paramètres d'antennes pour un environnement en espace libre ou un emplacement sur plan de masse de référence	286
8.2.4	Validation de la méthode d'étalonnage	287
8.3	Considérations concernant les étalonnages F_a à l'aide de la méthode SAM	288
8.3.1	Considérations générales et emplacement d'étalonnage pour une utilisation de la méthode SAM	288
8.3.2	Méthodes d'étalonnage et montages d'antennes pour le facteur F_a par la méthode SAM	289
8.3.3	Paramètres de la STA	290
8.4	Étalonnages SSM avec un emplacement sur plan de masse de référence, à des fréquences comprises entre 30 MHz et 1 GHz	291
8.4.1	Considérations générales et emplacement d'étalonnage pour la méthode SSM	291
8.4.2	Méthode d'étalonnage pour la SSM	291
8.4.3	Calcul de F_a	292
8.4.4	Incertainces du facteur F_a obtenu avec la méthode SSM	292

9	Méthodes d'étalonnage pour des types d'antenne spécifiques pour des fréquences de 30 MHz et plus.....	293
9.1	Généralités	293
9.2	Étalonnages des antennes biconiques et hybrides dans un environnement en espace libre pour des fréquences comprises entre 30 MHz et 300 MHz et des doublets accordés pour des fréquences comprises entre 60 MHz et 1 000 MHz	293
9.2.1	Considérations générales et exigences concernant l'emplacement d'étalonnage	293
9.2.2	Méthode d'étalonnage et montage d'antennes pour une utilisation avec la méthode SAM	294
9.2.3	Incertitudes de F_a déterminées par la méthode SAM	295
9.2.4	Montage d'antennes à utiliser avec la méthode TAM (variante).....	297
9.3	Étalonnage des antennes biconiques (30 MHz à 300 MHz) et hybrides, à l'aide des méthodes SAM et VP avec un emplacement sur plan de masse de référence	298
9.3.1	Considérations générales et exigences concernant l'emplacement d'étalonnage	298
9.3.2	Méthode d'étalonnage et montage d'antennes	298
9.3.3	Incertitudes de F_a déterminées par la méthode SAM	299
9.4	Étalonnage des antennes LPDA, hybrides et cornets dans un environnement en espace libre, pour des fréquences comprises entre 200 MHz et 18 GHz	301
9.4.1	Considérations générales et emplacement d'étalonnage pour un environnement en espace libre	301
9.4.2	Étalonnages utilisant la méthode TAM	302
9.4.3	Montage d'antennes à utiliser avec la méthode SAM	304
9.4.4	Autre montage d'antennes pour un emplacement comportant un matériau absorbant sur le sol.....	304
9.5	Étalonnage des antennes cornets et LPDA dans une FAR, pour des fréquences comprises entre 1 GHz et 18 GHz.....	305
9.5.1	Étalonnage utilisant la méthode TAM	305
9.5.2	Étalonnage et montage d'antennes pour la méthode SAM	309
	Annexe A (informative) Historique et justifications des méthodes d'étalonnage des antennes.....	310
A.1	Justifications de la nécessité de plusieurs méthodes d'étalonnage et de l'utilisation d'un emplacement sur plan de masse de référence	310
A.2	Mesures spéciales propres à l'étalonnage des antennes omnidirectionnelles	312
A.2.1	Généralités	312
A.2.2	Difficultés d'étalonnage des antennes omnidirectionnelles.....	312
A.2.3	Réduction au minimum des réflexions des supports d'antennes et du rayonnement des câbles	312
A.2.4	Conicité de champ et montage d'antennes monocônes pour l'étalonnage des antennes biconiques à polarisation verticale.....	314
A.2.5	Utilisation de la HP ou de la VP dans une FAR	314
A.2.6	Situation de remplacement où les modèles de STA et d'AUC sont identiques.....	315
A.3	Étalonnages avec des antennes doublets calculables à large bande	315
A.3.1	Inconvénients des antennes doublets accordées	315
A.3.2	Avantages des antennes doublets calculables à large bande	316
A.3.3	Inconvénients des antennes doublets calculables	316
A.4	Justifications pour le facteur F_a et fréquence de transition entre les antennes biconiques et LPDA	316
A.4.1	Justifications pour le facteur F_a	316

A.4.2	Fréquence de transition entre les antennes biconiques et les antennes LPDA.....	317
A.4.3	Types d'éléments biconiques.....	318
A.5	Sources d'incertitude de mesure plus grande du facteur F_a avec la méthode SSM.....	318
A.6	Étalonnage des antennes LPDA en utilisant des distances de séparation réduites.....	322
A.6.1	Étalonnage des antennes LPDA en utilisant des distances de séparation réduites.....	322
A.6.2	Correction de l'intensité de champ électrique afin de tenir compte du centre de phase des antennes LPDA.....	322
A.7	Discrimination de polarisation croisée des antennes LPDA.....	323
A.8	Conseils pratiques pour l'instrumentation de mesure.....	324
A.8.1	Rapport signal/bruit.....	324
A.8.2	Profondeur des broches de connecteurs.....	327
A.8.3	Influence de l'adaptateur ajouté dans un mesurage "sur câbles traversants".....	327
A.8.4	Niveau de compression.....	327
A.8.5	Fonction de pente de la puissance source au-delà d'une fréquence de 6 GHz.....	328
A.8.6	Pas de fréquence pour la détection des résonances.....	328
A.8.7	Affaiblissement de réflexion ou ROS.....	328
A.9	Considérations relatives à l'incertitude.....	329
A.9.1	Généralités.....	329
A.9.2	Incertitudes réalisables pour le facteur F_a	329
A.9.3	Incertitudes des doublets au-dessus d'un plan de masse de référence.....	329
A.9.4	Vérification de l'incertitude par comparaison des méthodes.....	330
Annexe B (normative) Étalonnage des antennes biconiques et des antennes doublets accordées au-dessus d'un plan de masse de référence en utilisant les méthodes TAM et SAM.....		331
B.1	Généralités.....	331
B.2	Caractéristiques des antennes biconiques et des antennes doublets.....	331
B.3	Fréquences.....	332
B.4	Mesurage du facteur $F_a(h,p)$ des antennes biconiques et doublets accordées et déduction de F_a par calcul de la moyenne de $F_a(h,p)$ pour des fréquences comprises entre 30 MHz et 300 MHz.....	332
B.4.1	Généralités.....	332
B.4.2	Mesurage de $F_a(h,H)$ par la méthode SAM et déduction de F_a	332
B.4.3	Mesurage de $F_a(h,H)$ par la méthode TAM et déduction de F_a	336
B.5	Mesurage du facteur F_a des doublets accordés placés au-dessus d'un plan de masse de référence dans la gamme de fréquences comprise entre 30 MHz et 1 000 MHz.....	338
B.5.1	Généralités.....	338
B.5.2	Mesurage de F_a par la méthode SAM.....	338
B.5.3	Mesurage de F_a par la méthode TAM.....	340
Annexe C (informative) Justifications relatives aux équations utilisées dans l'étalonnage des antennes et informations pertinentes concernant les caractéristiques d'antennes pour l'analyse d'incertitude dans la gamme de fréquences comprise entre 30 MHz et 1 GHz.....		342
C.1	Généralités.....	342
C.2	Facteur d'antenne et gain d'antenne.....	342

C.2.1	Relation entre l'AF et le gain pour les antennes dans un environnement en espace libre	342
C.2.2	Relation entre l'AF et le gain pour les antennes monopôles sur un plan de masse de référence de grande surface	344
C.3	Équations pour la perte d'insertion entre les antennes	345
C.3.1	Perte d'insertion d'emplacement mesurée à un emplacement d'étalonnage en espace libre	345
C.3.2	Perte d'insertion d'emplacement mesurée à un emplacement sur plan de masse de référence métallique	347
C.3.3	Affaiblissement de l'emplacement mesuré avec un emplacement sur plan de masse de référence métallique	349
C.4	Contribution à l'incertitude due aux effets de champ proche	350
C.5	Contribution à l'incertitude due au couplage de proximité des antennes	351
C.6	Contribution à l'incertitude due à la réflexion sur le plan de masse de référence	353
C.6.1	Couplage avec la représentation sur le plan de masse de référence	353
C.6.2	Facteurs de correction $\Delta F_{a,SSM}$ pour le facteur F_a d'une antenne biconique	359
C.7	Contribution à l'incertitude due au diagramme de rayonnement des antennes	361
C.7.1	Généralités	361
C.7.2	Antennes biconiques	362
C.7.3	Antennes LPDA	363
C.7.4	Antennes hybrides	363
C.7.5	Antennes cornets et LPDA pour des fréquences comprises entre 1 GHz et 18 GHz	364
Annexe D (informative)	Historique et justifications pour l'étalonnage des antennes à des fréquences au-delà de 1 GHz	369
D.1	Incertitude de désadaptation	369
D.2	Couplage mutuel entre les antennes et réflexion dans la chambre	369
D.3	Distance de séparation des antennes et centre de phase	370
D.4	Exemple de gain d'une antenne DRH à une distance de 1 m	372
Annexe E (informative)	Notes relatives aux budgets d'incertitude de mesure	374
E.1	Généralités	374
E.2	Notes pour les budgets d'incertitude de mesure	374
Annexe F (informative)	Incertitudes de désadaptation dues à un dispositif à deux ports connecté entre un port d'émission et un port de réception	385
Annexe G (informative)	Méthode de vérification pour l'étalonnage des antennes monopôles et analyse d'incertitude de la méthode ECSM	387
G.1	Méthode de vérification pour l'étalonnage des antennes monopôles par la méthode des ondes planes dans une gamme de fréquences de 5 MHz à 30 MHz	387
G.1.1	Méthode d'étalonnage	387
G.1.2	Évaluation d'incertitude pour l'étalonnage d'antennes monopôles par la méthode des ondes planes	388
G.2	Analyse d'incertitude de l'ECSM	389
G.2.1	Effet d'une longueur de fouet de plus de $\lambda/8$	389
G.2.2	Effet sur le facteur AF d'une antenne monopôle montée sur un trépied	391
G.2.3	Antenne monopôle recevant un champ électrique	392
G.2.4	Méthode ECSM	393
G.2.5	Incertitudes associées à la méthode ECSM	395
G.2.6	Variante à l'antenne fictive pour laquelle $F_{ac} = V_D - V_L$	397

Annexe H (informative) Méthode de la bobine d'Helmholtz pour l'étalonnage d'antennes boucles jusqu'à une fréquence de 150 kHz	399
H.1 Méthode de mesure	399
H.2 Incertitudes	402
Annexe I (normative) Méthode de mesure du diagramme de rayonnement d'une antenne dans la plage de fréquences supérieure à 1 GHz, avec budget de l'incertitude de mesure.....	403
I.1 Généralités	403
I.2 Montage d'essai.....	404
I.3 Méthode d'essai.....	406
I.4 Rapport d'essai.....	409
I.5 Budget d'incertitude	409
Annexe J (informative) Simulation de Monte-Carlo de l'incertitude de mesure d'étalonnage d'une antenne boucle TAM – Exemple de code source.....	411
Bibliographie.....	414
Figure 1 – Montage pour la détermination du facteur AF au moyen d'un analyseur de réseau	229
Figure 2 – Montage pour la détermination du facteur AF au moyen d'un récepteur de mesure et d'un générateur de signaux	230
Figure 3 – Exemple de montage d'un condensateur dans l'antenne fictive	231
Figure 4 – Schéma de principe d'un montage à cellules TEM pour antennes boucles passives	236
Figure 5 – Schéma de principe d'un montage à cellules TEM pour antennes boucles actives	237
Figure 21 – Dispositions de paires d'antennes boucles pour la méthode des trois antennes.....	242
Figure 22 – Exactitude de la formule de Greene et de la formule intégrale par rapport à la fréquence pour $r_i = 0,05$ m, $r_j = 0,3$ m, et $d = 0,39$ m	243
Figure 23 – Exemples de l'influence du plan de masse sur la SIL en condition d'espace libre	244
Figure 24 – Définitions des paramètres utilisés dans l'évaluation de l'incertitude de mesure pour $K(i,j)$	246
Figure 25 – Disposition de l'antenne pour la méthode de la sonde de courant (CPM).....	248
Figure 26 – Disposition de l'antenne pour la méthode de l'antenne étalon.....	252
Figure 6 – Exemple de pointe résonnante due à des connexions d'éléments biconiques inadaptées, avec pas de 2 MHz	254
Figure 7 – Montage d'antennes pour le mesurage de SIL à un emplacement d'étalonnage en espace libre	264
Figure 8 – Montage d'antennes pour le mesurage de SIL et de SA à un emplacement d'étalonnage sur plan de masse de référence	264
Figure 9 – Montage d'antennes pour la méthode TAM à un emplacement d'étalonnage en espace libre	269
Figure 10 – Montage d'antennes pour la méthode TAM sur un emplacement d'étalonnage avec plan de masse de référence métallique.....	272
Figure 11 – Montage d'antennes pour la méthode SSM	274
Figure 12 – Montage d'antennes pour la méthode SAM sur emplacement d'étalonnage avec un plan de masse de référence métallique.....	277
Figure 13 – Distance de séparation par rapport au centre de phase d'une antenne LPDA.....	280

Figure 14 – Antenne LPDA à géométrie conique courbe	282
Figure 15 – Distance de séparation par rapport au centre de phase des antennes cornets (voir détails en [49])	283
Figure 16 – Représentation schématique d'une antenne DRH illustrant les emplacements relatifs du point de champ et du centre de phase de l'antenne	284
Figure 17 – Montage d'antennes biconiques pour la méthode SAM utilisant la polarisation verticale, et illustrant l'antenne monocône appariée ainsi qu'un exemple d'AUC biconique à éléments contractiles	299
Figure 18 – Montage d'essai pour l'étalonnage des antennes LPDA et hybrides positionnées à une hauteur élevée	302
Figure 19 – Montage pour antennes LPDA au-dessus d'un matériau absorbant	305
Figure 20 – Montage pour les mesurages d'émission au moyen d'un analyseur de réseau	307
Figure A.1 – Illustration des angles des rayons électromagnétiques sous-tendus entre l'antenne LPDA balayée, l'antenne LPDA à hauteur fixe et le plan de masse de référence	320
Figure A.2 – Facteur F_a d'une antenne biconique avec un symétriseur de 200 Ω , mesuré par la méthode VP de 9.3 et par la méthode SSM de 8.4 sans correction	321
Figure A.3 – Facteur F_a d'une antenne biconique avec un symétriseur de 200 Ω , mesuré par la méthode VP de 9.3 et par la méthode SSM de 8.4 avec correction	321
Figure A.4 – Distance de séparation par rapport au centre de phase d'une antenne LPDA	323
Figure A.5 – Propriétés statistiques de balayages S_{21} multiples (minimum, maximum et valeur moyenne)	325
Figure A.6 – Écart-type de S_{21}	326
Figure A.7 – Écart-type normalisé de S_{21}	326
Figure C.1 – Modèle simplifié d'une antenne de réception	343
Figure C.2 – Mesurage de la perte d'insertion pour l'étalonnage d'antennes à un emplacement d'étalonnage en espace libre	345
Figure C.3 – Mesurage de la perte d'insertion pour l'étalonnage d'antennes à un emplacement d'étalonnage avec plan de masse de référence métallique	347
Figure C.4 – Comparaison de l'intensité de champ donnée par l'Équation (C.17) avec celle de la région de champ proche donnée par l'Équation (C.31)	351
Figure C.5 – Calculs théoriques des effets du couplage de proximité sur le facteur AF obtenu par la méthode TAM (conditions en espace libre)	353
Figure C.6 – Écart de l'AF par rapport à la valeur en espace libre F_a dû au couplage mutuel avec la représentation dans un plan de masse de référence métallique (résultats théoriques)	355
Figure C.7 – Variation de $F_a(h,H)$ d'une antenne biconique avec un symétriseur de 50 Ω , et une gamme de fréquences comprise entre 30 MHz et 320 MHz à des hauteurs avec une distance de séparation de 0,5 m au-dessus d'un plan de masse de référence compris entre 1 m et 4 m	356
Figure C.8 – AF de la Figure C.7 normalisé à l'AF en espace libre	357
Figure C.9 – Variation de $F_a(h,H)$ d'une antenne biconique avec un symétriseur de 200 Ω , et une gamme de fréquences comprise entre 30 MHz et 320 MHz à des hauteurs avec une distance de séparation de 0,5 m au-dessus d'un plan de masse de référence compris entre 1 m et 4 m	358
Figure C.10 – Diagramme d'une section triangulaire d'élément d'antenne biconique	361
Figure C.11 – Exemples de diagrammes de rayonnement (gain relatif réalisé) de deux exemples d'antennes biconiques comparées à l'antenne doublet accordée demi-onde théorique	362

Figure C.12 – Exemples de diagrammes de rayonnement (gain relatif réalisé) de trois exemples d'antennes LPDA comparées à une antenne doublet accordée demi-onde théorique	363
Figure C.13 – Exemples de diagrammes de rayonnement (gain relatif réalisé) d'un exemple d'antenne hybride comparée à une antenne doublet accordée demi-onde théorique	364
Figure C.14 – Exemple de diagrammes de rayonnement pour une antenne DRH classique	365
Figure C.15 – Exemple de diagrammes de rayonnement pour une antenne DRH nouvelle	366
Figure C.16 – Exemple de diagrammes de rayonnement pour une antenne LPDA classique	367
Figure C.17 – Exemple de diagrammes de rayonnement pour une antenne LPDA de type V	368
Figure D.1 – Centres de phase relatifs d'une antenne DRH et d'une antenne LPDA	370
Figure D.2 – Système de transmission entre une antenne cornet et une antenne LPDA	371
Figure D.3 – Facteurs AF mesurés d'une antenne DRH à une fréquence de 4,5 GHz	372
Figure D.4 – Graphique illustrant le gain réalisé à une distance de 1 m pour une antenne DRH	373
Figure E.1 – Comparaison de SIL mesurée et de SIL prévue pour une antenne doublet calculable – élément à 60 MHz	377
Figure E.2 – Comparaison de SIL mesurée et de SIL prévue pour une antenne doublet calculable – élément à 180 MHz	378
Figure E.3 – Réflectivité des matériaux absorbants de la chambre	382
Figure E.4 – Système d'alignement laser	383
Figure F.1 – Schéma de fluence d'un dispositif à deux ports entre un port d'émission et un port de réception	385
Figure F.2 – Réduction de la fluence de signal	385
Figure G.1 – Diagramme illustrant la méthode de connexion du fouet en laiton au connecteur de cloison de type N mâle	388
Figure G.2 – Graphique de l'amplitude du terme du rapport $\tan(\dots)$ dans l'Équation (4) de 5.1.2.2	390
Figure G.3 – Représentation graphique de l'Équation (4) de 5.1.2.2, capacité propre C_a d'une antenne monopôle d'une longueur de 1 m	390
Figure G.4 – Représentation graphique de l'Équation (5) de 5.1.2.2 facteur de correction de la hauteur L_h	391
Figure G.5 – Montage d'étalonnage composé d'une antenne biconique, d'une antenne boucle et d'une antenne monopôle élevée avec des câbles d'alimentation verticaux	392
Figure G.6 – Représentation de circuit équivalent pour un système d'antennes monopôles	393
Figure G.7 – Etalonnage de l'antenne monopôle à l'aide de la méthode ECSM	394
Figure G.8 – Représentation de circuit équivalent pour la méthode ECSM	394
Figure G.9 – Représentation de circuit simplifiée pour la Figure G.8	395
Figure G.10 – Circuit pour antenne fictive avec simulation des effets de la hauteur d'antenne effective h_e	398
Figure H.1 – Schéma de montage de la méthode de la bobine d'Helmholtz	399
Figure H.2 – Variation de H/I dans le plan central entre les bobines	401
Figure I.1 – Montage d'essai classique pour le mesurage du diagramme de rayonnement d'une antenne	404

Figure I.2 – Définition de d_1	405
Figure I.3 – Définition de d_2	405
Figure I.4 – Avec une distance d_1 fixe, d_2 est augmentée par pas de x cm	406
Figure I.5 – Avec une distance d_2 fixe, d_1 est augmentée par pas de x cm	407
Figure I.6 – Correction d'angle et de distance	408
Tableau 1 – Synthèse des méthodes d'étalonnage au-delà d'une fréquence de 30 MHz pour F_a	223
Tableau 2 – Méthodes d'étalonnage au-delà d'une fréquence de 30 MHz par numéro de paragraphe	224
Tableau 3 – Pas de fréquences pour l'étalonnage des antennes monopôles	225
Tableau 4 – Exemple de budget d'incertitude de mesure pour le F_{ac} d'une antenne monopôle étalonnée par la méthode ECSM à l'aide de l'Équation (9)	233
Tableau 5 – Exemple de budget d'incertitude de mesure pour F_{aH} d'une antenne boucle mesuré dans une cellule TEM	238
Tableau 15 – Exemples d'utilisation valable de l'Équation (65)	242
Tableau 16 – Exemple de budget d'incertitude pour la perte d'insertion de l'emplacement $A_i(i,j)$	246
Tableau 17 – Exemple de budget d'incertitude pour $K(i,j)$ utilisé par la méthode TAM	247
Tableau 18 – Exemple de budget d'incertitude pour F_{aH} d'une antenne boucle, déterminé par la méthode à trois antennes (TAM) – incertitude élargie à 30 MHz	247
Tableau 19 – Exemple de budget d'incertitude pour F_{aH} d'une antenne boucle, déterminé par la méthode de la sonde de courant – incertitude élargie à 30 MHz	251
Tableau 20 – Exemple de budget d'incertitude pour l'impédance de transfert $ Z $ selon la méthode du gabarit-support de la CISPR 16-1-2	251
Tableau 21 – Exemple de budget d'incertitude pour $F_{aH}(AUC)$ d'une antenne boucle, déterminé par la méthode de l'antenne étalon – incertitude élargie à 30 MHz	253
Tableau 6 – Pas de fréquence pour l'étalonnage d'antennes à large bande	253
Tableau 7 – Exemple de budget d'incertitude de mesure pour les composantes communes d'un résultat de mesure de SIL évalué à partir de l'Équation (20)	266
Tableau 8 – Paramètres utilisés pour déterminer les centres de phase des segments A et B	282
Tableau 9 – Exemple de budget d'incertitude de mesure de F_a pour une antenne biconique à polarisation horizontale, mesuré par la méthode SSM	293
Tableau 10 – Exemple de budget d'incertitude de mesure pour le facteur F_a d'une antenne biconique mesuré par la méthode SAM dans une FAR dans la gamme de fréquences comprise entre 30 MHz et 300 MHz	296
Tableau 11 – Exemple de budget d'incertitude de mesure pour le facteur F_a d'une antenne doublet accordée obtenu par la méthode SAM dans une FAR sur un emplacement d'étalonnage en espace libre, en utilisant un doublet accordé calculable comme STA dans la gamme de fréquences au-delà de 60 MHz	297
Tableau 12 – Exemple de budget d'incertitude de mesure pour le facteur F_a d'une antenne biconique, mesuré en utilisant la méthode SAM pour une polarisation verticale dans la gamme de fréquences comprise entre 30 MHz et 300 MHz	300
Tableau 13 – Exemple de budget d'incertitude de mesure pour le facteur F_a des antennes LPDA et hybrides, mesuré en utilisant la méthode TAM à une hauteur de 4 m pour la gamme de fréquences comprise entre 200 MHz et 3 GHz	303
Tableau 14 – Exemple de budget d'incertitude de mesure pour le facteur F_a d'une antenne cornet, mesuré par la méthode TAM au-delà d'une fréquence de 1 GHz pour une distance de séparation de 3 m en espace libre	309

Tableau A.1 – Exemple de profondeurs de broche de connecteurs mâle et femelle de type N et tolérances correspondantes avec un calibre de profondeur de broche de type N	327
Tableau A.2 – Caractéristiques types d'un adaptateur de type N.....	327
Tableau B.1 – Montage d'antennes pour la méthode SAM pour des antennes doublets accordées avec calcul de la moyenne de $F_a(h,H)$	333
Tableau B.2 – Montage d'antennes pour la méthode SAM pour des antennes biconiques avec calcul de la moyenne de $F_a(h,H)$	333
Tableau B.3 – Exemple de budget d'incertitude de mesure pour le facteur $F_a(h,H)$ d'une antenne biconique, mesuré par la méthode SAM dans la gamme de fréquences comprise entre 30 MHz et 300 MHz	334
Tableau B.4 – Exemple de budget d'incertitude de mesure de F_a d'une antenne biconique par la méthode SAM avec calcul de la moyenne de $F_a(h,H)$ dans la gamme de fréquences en dessous de 300 MHz.....	335
Tableau B.5 – Exemple de budget d'incertitude de mesure du facteur $F_a(h,H)$ d'une antenne biconique, obtenu par la méthode TAM avec le montage d'antennes spécifié au Tableau B.2	337
Tableau B.6 – Exemple de budget d'incertitude de mesure du F_a d'une antenne biconique, obtenu par la méthode TAM avec calcul de la moyenne de $F_a(h,H)$ dans la gamme de fréquences en dessous de 300 MHz	338
Tableau B.7 – Montages d'antennes adaptés à la méthode SAM pour la détermination du facteur F_a des antennes doublets accordées à des fréquences spécifiques dans la gamme comprise entre 30 MHz et 1 000 MHz	339
Tableau B.8 – Exemple de budget d'incertitude de mesure pour le facteur F_a d'une antenne doublet accordée, obtenu par la méthode SAM, en utilisant les montages d'antennes spécifiés dans le Tableau B.7	340
Tableau B.9 – Exemple de budget d'incertitude de mesure pour le facteur F_a d'une antenne doublet accordée, obtenu par la méthode TAM, en utilisant les montages d'antennes spécifiés dans le Tableau B.7	341
Tableau C.1 – Exemples de plage de hauteurs d'antenne h pour une polarisation horizontale dans le cas d'une erreur $\leq 0,3$ dB	359
Tableau C.2 – Facteurs de correction $\Delta F_{a,SSM}$ qui permettent de convertir l'AF mesuré par la méthode SSM en facteur F_a	360
Tableau C.3 – Dimensions mécaniques pour l'antenne biconique [52].....	361
Tableau G.1 – Exemple de budget d'incertitude de mesure du F_a d'une antenne monopôle au moyen de la SAM.....	389
Tableau H.1 – Exemple de budget d'incertitude de mesure du F_{aH} d'une antenne boucle, mesuré par la méthode de la bobine d'Helmholtz pour la gamme de fréquences comprise entre 50 kHz et 150 kHz	402
Tableau I.1 – Correction de l'angle α pour une distance $d_1 = 3$ m (voir Figure I.6)	408
Tableau I.2 – Exemple de budget d'incertitude de mesure du diagramme de rayonnement d'une antenne au-dessus de 1 GHz	410

COMMISSION ÉLECTROTECHNIQUE INTERNATIONALE
COMITÉ INTERNATIONAL SPÉCIAL DES PERTURBATIONS RADIOÉLECTRIQUES

**SPÉCIFICATIONS DES MÉTHODES ET DES APPAREILS DE MESURE
DES PERTURBATIONS RADIOÉLECTRIQUES ET DE L'IMMUNITÉ
AUX PERTURBATIONS RADIOÉLECTRIQUES –**

**Partie 1-6: Appareils de mesure des perturbations radioélectriques
et de l'immunité aux perturbations radioélectriques –
Étalonnage des antennes CEM**

AVANT-PROPOS

- 1) La Commission Electrotechnique Internationale (IEC) est une organisation mondiale de normalisation composée de l'ensemble des comités électrotechniques nationaux (Comités nationaux de l'IEC). L'IEC a pour objet de favoriser la coopération internationale pour toutes les questions de normalisation dans les domaines de l'électricité et de l'électronique. A cet effet, l'IEC – entre autres activités – publie des Normes internationales, des Spécifications techniques, des Rapports techniques, des Spécifications accessibles au public (PAS) et des Guides (ci-après dénommés "Publication(s) de l'IEC"). Leur élaboration est confiée à des comités d'études, aux travaux desquels tout Comité national intéressé par le sujet traité peut participer. Les organisations internationales, gouvernementales et non gouvernementales, en liaison avec l'IEC, participent également aux travaux. L'IEC collabore étroitement avec l'Organisation Internationale de Normalisation (ISO), selon des conditions fixées par accord entre les deux organisations.
- 2) Les décisions ou accords officiels de l'IEC concernant les questions techniques représentent, dans la mesure du possible, un accord international sur les sujets étudiés, étant donné que les Comités nationaux de l'IEC intéressés sont représentés dans chaque comité d'études.
- 3) Les Publications de l'IEC se présentent sous la forme de recommandations internationales et sont agréées comme telles par les Comités nationaux de l'IEC. Tous les efforts raisonnables sont entrepris afin que l'IEC s'assure de l'exactitude du contenu technique de ses publications; l'IEC ne peut pas être tenue responsable de l'éventuelle mauvaise utilisation ou interprétation qui en est faite par un quelconque utilisateur final.
- 4) Dans le but d'encourager l'uniformité internationale, les Comités nationaux de l'IEC s'engagent, dans toute la mesure possible, à appliquer de façon transparente les Publications de l'IEC dans leurs publications nationales et régionales. Toutes divergences entre toutes Publications de l'IEC et toutes publications nationales ou régionales correspondantes doivent être indiquées en termes clairs dans ces dernières.
- 5) L'IEC elle-même ne fournit aucune attestation de conformité. Des organismes de certification indépendants fournissent des services d'évaluation de conformité et, dans certains secteurs, accèdent aux marques de conformité de l'IEC. L'IEC n'est responsable d'aucun des services effectués par les organismes de certification indépendants.
- 6) Tous les utilisateurs doivent s'assurer qu'ils sont en possession de la dernière édition de cette publication.
- 7) Aucune responsabilité ne doit être imputée à l'IEC, à ses administrateurs, employés, auxiliaires ou mandataires, y compris ses experts particuliers et les membres de ses comités d'études et des Comités nationaux de l'IEC, pour tout préjudice causé en cas de dommages corporels et matériels, ou de tout autre dommage de quelque nature que ce soit, directe ou indirecte, ou pour supporter les coûts (y compris les frais de justice) et les dépenses découlant de la publication ou de l'utilisation de cette Publication de l'IEC ou de toute autre Publication de l'IEC, ou au crédit qui lui est accordé.
- 8) L'attention est attirée sur les références normatives citées dans cette publication. L'utilisation de publications référencées est obligatoire pour une application correcte de la présente publication.
- 9) L'attention est attirée sur le fait que certains des éléments de la présente Publication de l'IEC peuvent faire l'objet de droits de brevet. L'IEC ne saurait être tenue pour responsable de ne pas avoir identifié de tels droits de brevets et de ne pas avoir signalé leur existence.

Cette version consolidée de la Norme IEC officielle et de ses amendements a été préparée pour la commodité de l'utilisateur.

La CISPR 16-1-6 édition 1.2 contient la première édition (2014-12) [documents 65C/583/FDIS et 65C/589/RVD], son amendement 1 (2017-01) [documents 65C/684/FDIS et 65C/691/RVD] et son amendement 2 (2022-03) [documents CIS/A/1362/FDIS et CIS/A/1365/RVD].

Cette version Finale ne montre pas les modifications apportées au contenu technique par les amendements 1 et 2. Une version Redline montrant toutes les modifications est disponible dans cette publication.

La Norme internationale CISPR 16-1-6 a été établie par le sous-comité A du CISPR: Mesures des perturbations radioélectriques et méthodes statistiques.

Elle a le statut de Norme fondamentale en CEM en accord avec le Guide 107 de l'IEC, *Compatibilité électromagnétique – Guide pour la rédaction des publications sur la compatibilité électromagnétique*.

Cette publication a été rédigée selon les Directives ISO/IEC, Partie 2.

Une liste de toutes les parties de la série CISPR 16, publiées sous le titre général *Spécifications des méthodes et des appareils de mesure des perturbations radioélectriques et de l'immunité aux perturbations radioélectriques*, peut être consultée sur le site web de l'IEC.

Le comité a décidé que le contenu de la publication de base et de ses amendements ne sera pas modifié avant la date de stabilité indiquée sur le site web de l'IEC sous "<http://webstore.iec.ch>" dans les données relatives à la publication recherchée. A cette date, la publication sera

- reconduite,
- supprimée,
- remplacée par une édition révisée, ou
- amendée.

IMPORTANT – Le logo "colour inside" qui se trouve sur la page de couverture de cette publication indique qu'elle contient des couleurs qui sont considérées comme utiles à une bonne compréhension de son contenu. Les utilisateurs devraient, par conséquent, imprimer cette publication en utilisant une imprimante couleur.

SPÉCIFICATIONS DES MÉTHODES ET DES APPAREILS DE MESURE DES PERTURBATIONS RADIOÉLECTRIQUES ET DE L'IMMUNITÉ AUX PERTURBATIONS RADIOÉLECTRIQUES –

Partie 1-6: Appareils de mesure des perturbations radioélectriques et de l'immunité aux perturbations radioélectriques – Étalonnage des antennes CEM

1 Domaine d'application

La présente partie de la CISPR 16 fournit des procédures et des informations à l'appui concernant l'étalonnage des antennes afin de déterminer les facteurs d'antenne (AF) applicables aux antennes destinées à être utilisées pour les mesurages des perturbations rayonnées.

Elle a le statut de Norme fondamentale en CEM en accord avec le Guide 107 de l'IEC, *Compatibilité électromagnétique – Guide pour la rédaction des publications sur la compatibilité électromagnétique*.

Le facteur d'antenne est influencé par l'environnement immédiat et par sa position dans l'espace par rapport à la source de rayonnement. La présente norme se concentre sur les étalonnages d'antennes qui fournissent l'AF dans un environnement en espace libre dans l'axe de visée de l'antenne. La gamme de fréquences traitée est comprise entre 9 kHz et 18 GHz. Les types d'antenne appropriés couverts dans la présente norme sont les suivants: antennes monopôles, boucles, doublets, biconiques, log-périodiques à doublet (LPDA), hybrides et cornets.

Des lignes directrices sont également fournies concernant les incertitudes de mesure associées à chaque méthode et à chaque configuration d'étalonnage, ainsi qu'à l'instrumentation d'essai utilisée.

2 Références normatives

Les documents suivants sont cités en référence de manière normative, en intégralité ou en partie, dans le présent document et sont indispensables pour son application. Pour les références datées, seule l'édition citée s'applique. Pour les références non datées, la dernière édition du document de référence s'applique (y compris les éventuels amendements).

CISPR 16-1-2, *Spécifications des méthodes et des appareils de mesure des perturbations radioélectriques et de l'immunité aux perturbations radioélectriques – Partie 1-2: Appareils de mesure des perturbations radioélectriques et de l'immunité aux perturbations radioélectriques – Dispositifs de couplage pour la mesure des perturbations conduites*

CISPR 16-1-4:2019, *Spécifications des méthodes et des appareils de mesure des perturbations radioélectriques et de l'immunité aux perturbations radioélectriques – Partie 1-4: Appareils de mesure des perturbations radioélectriques et de l'immunité aux perturbations radioélectriques – Antennes et emplacements d'essai pour les mesures des perturbations rayonnées*

CISPR 16-1-5:2014, *Spécifications des méthodes et des appareils de mesure des perturbations radioélectriques et de l'immunité aux perturbations radioélectriques – Partie 1-5: Appareils de mesure des perturbations radioélectriques et de l'immunité aux perturbations*

radioélectriques – Emplacements d'étalonnage d'antenne et emplacements d'essai de référence pour la plage comprise entre 5 MHz et 18 GHz

IEC 60050-161, *Vocabulaire Électrotechnique International (VEI) – Chapitre 161: Compatibilité électromagnétique*

Guide ISO/IEC 98-3:2008, *Incertitude de mesure – Partie 3: Guide pour l'expression de l'incertitude de mesure (GUM:1995)*

3 Termes, définitions et abréviations

3.1 Termes et définitions

Pour les besoins du présent document, les termes et définitions suivants, ainsi que ceux donnés dans l'IEC 60050-161, s'appliquent.

NOTE Les termes développés correspondant aux abréviations ne figurant pas en 3.1 sont énumérés en 3.2.

3.1.1 Termes relatifs aux antennes

3.1.1.1

antenne

transducteur qui convertit l'énergie électromagnétique guidée de la ligne d'alimentation en une onde rayonnée dans l'espace et inversement

Note 1 à l'article: Dans le contexte de la présente norme, pour les antennes pour lesquelles un symétriseur est intrinsèque au fonctionnement de l'antenne, le terme «antenne» inclut le symétriseur.

3.1.1.2

antenne biconique

antenne symétrique formée par deux éléments rayonnants coniques ayant un axe commun et des sommets contigus qui les alimentent

Note 1 à l'article: Pour une utilisation dans la bande VHF, les antennes biconiques sont habituellement constituées de deux cages métalliques coniques. Chaque cage comporte souvent une traverse de liaison du conducteur central et une traverse de liaison des fils métalliques périphériques afin de supprimer une résonance à bande étroite. Ces types de traverses court-circuit peuvent altérer les caractéristiques de l'antenne au-dessus de 215 MHz. Pour d'autres détails, voir également A.4.3.

Note 2 à l'article: Pour les besoins de la présente norme, une antenne biconique pour laquelle la distance bout à bout est comprise entre 1,3 m et 1,4 m (sur la base de la norme MIL-STD-461 avec une distance bout à bout de 1,37 m [45]¹⁾), est désignée comme une antenne biconique classique, à différencier des antennes biconiques de petite taille dont la fréquence supérieure dépasse 300 MHz.

3.1.1.3

antenne à large bande

antenne ayant des caractéristiques acceptables dans une large gamme de fréquences radioélectriques

3.1.1.4

antenne calculable

antenne de type doublet dont le facteur d'antenne d'une antenne simple et la perte d'insertion de l'emplacement entre une paire d'antennes peuvent être calculés au moyen de techniques analytiques ou numériques (méthode des moments) sur la base des dimensions, de l'impédance de charge et des paramètres géométriques, et peuvent être vérifiés par mesurage

1) Les chiffres entre crochets se réfèrent à la Bibliographie.

Note 1 à l'article: L'antenne doublet calculable est un cas particulier d'antenne calculable; le parfait accord entre les formulations analytique et numérique confirme les très faibles incertitudes que permet d'obtenir l'antenne doublet linéaire. Une antenne doublet calculable est décrite dans la CISPR 16-1-5.

3.1.1.5

antenne cornet

antenne composée d'une section de guide d'onde dans laquelle la surface de section transversale croît vers une extrémité ouverte, que désigne le terme «ouverture»

Note 1 à l'article: Les antennes cornets pyramidales à guide d'onde rectangulaire sont largement utilisées dans la gamme des micro-ondes au-dessus de 1 GHz environ. Les antennes cornets de guide d'onde à double mouture (DRH, parfois également appelées antennes cornets DRG, c'est-à-dire à guide d'onde à double mouture) couvrent une gamme de fréquences très large. Le lobe principal de certaines antennes DRH se divise en plusieurs faisceaux à des fréquences plus élevées; pour d'autres détails, voir également la NOTE en 9.5.1.3.

3.1.1.6

antenne hybride

antenne composée d'une section log-périodique à doublet à élément filaire et d'une section doublet à large bande

Note 1 à l'article: Le plus long élément de la section LPDA (voir 3.1.1.7) est généralement résonnant à une fréquence de 200 MHz environ, et le bras est rallongé à l'extrémité (arrière) du circuit ouvert afin d'alimenter la section doublet à large bande connectée (par exemple, biconique ou panneau). Dans la gamme comprise entre 30 MHz et 200 MHz, le doublet à large bande présente des performances similaires à celles d'une antenne biconique, essentiellement dans la variation de $F_a(h,p)$.

Note 2 à l'article: Une inductance de mode commun est généralement utilisée à l'extrémité du circuit ouvert (c'est-à-dire arrière) du bras afin de réduire au minimum les courants RF parasites (indésirables) au niveau du conducteur extérieur du câble coaxial qui pénètrent dans le récepteur de mesure.

3.1.1.7

antenne log-périodique à doublet

antenne LPDA

antenne constituée d'un réseau de doublets linéaires dont les longueurs et les espacements augmentent de manière logarithmique avec la fréquence entre le sommet et l'extrémité la plus grande de l'antenne

Note 1 à l'article: L'abréviation "LPDA" est dérivée du terme anglais développé correspondant "log-periodic dipole array antenna".

3.1.1.8

antenne monopôle

antenne verticale linéaire qui est généralement placée sur un plan de masse de référence conducteur horizontal de grande dimension et qui possède alors les caractéristiques d'une antenne doublet à polarisation verticale

Note 1 à l'article: L'antenne monopôle est la combinaison d'un fouet vertical et d'un système d'adaptation au niveau de sa base. À condition que la hauteur combinée soit inférieure à $\lambda/8$, l'ESCM constitue une méthode valable pour le mesurage de l'AF.

Note 2 à l'article: Le terme "fouet" désigne le fouet métallique qui peut être séparé du système d'adaptation au point de sa substitution par l'antenne fictive dans l'ESCM.

3.1.1.9

antenne doublet résonnante

antenne doublet accordée

antenne constituée de deux conducteurs droits et colinéaires de même longueur, placés bout à bout, séparés par un petit espacement constituant une alimentation équilibrée, chacun des conducteurs ayant une longueur d'environ un quart de longueur d'onde de telle sorte qu'à la fréquence spécifiée, l'impédance d'entrée de l'antenne mesurée de part et d'autre de l'espacement ait une réactance nulle lorsque le doublet est situé en espace libre

Note 1 à l'article: Une antenne doublet résonnante est également une antenne calculable (voir 3.1.1.4). Dans la présente norme, le terme "doublet linéaire" implique "deux conducteurs droits et colinéaires" par opposition au doublet biconique, ou au réseau de doublets comme dans le cas de l'antenne LPDA.

3.1.1.10

antenne étalon

STA

antenne pour laquelle l'AF est calculé ou mesuré avec précision

Note 1 à l'article: Une STA peut être une antenne calculable (voir 3.1.1.4) comme spécifié au 4.3 de la CISPR 16-1-5:2014; une STA peut aussi être d'un type analogue à l'AUC qui a fait l'objet d'un étalonnage avec des incertitudes moins grandes que celles exigées pour l'AUC. La méthode à trois antennes (TAM) est un exemple de méthode de mesure précise de l'AF d'une STA.

Note 2 à l'article: Une STA est utilisée pour des mesurages effectués au moyen de la méthode de l'antenne étalon (SAM) (voir 4.3.5, etc.). Une STA est robuste d'un point de vue mécanique de sorte que la reproductibilité de l'AF avec une précision meilleure que $\pm 0,2$ dB est maintenue avec une utilisation continue de la STA. Les critères d'équilibre et de polarité croisée applicables à la STA sont spécifiés en 6.3.2 et 6.3.3.

Note 3 à l'article: L'abréviation "STA" est dérivée du terme anglais développé correspondant "standard antenna".

3.1.1.11

antenne soumise à étalonnage

AUC

antenne en cours d'étalonnage, et différenciée de la ou des antennes appariées utilisées dans les mesurages d'étalonnage de l'antenne soumise à étalonnage

Note 1 à l'article: Voir également 3.1.1.12 antenne appariée.

Note 2 à l'article: L'abréviation "AUC" est dérivée du terme anglais développé correspondant "antenna under calibration".

3.1.1.12

antenne appariée

antenne utilisée pour l'étalonnage des antennes qui couvre la gamme de fréquences de l'AUC et a une directivité similaire à celle de l'AUC

Note 1 à l'article: Les exemples d'antennes appariées pour la TAM incluent les antennes biconiques-biconiques, biconiques-doublets, biconiques-hybrides, LPDA-hybrides, LPDA-LPDA, LPDA-cornets.

Note 2 à l'article: Le 6.2.1 établit la distinction entre la fonction d'une antenne appariée pour TAM ou pour SAM.

Note 3 à l'article: Voir la description des aspects analogues de ces antennes en 8.3.3.

3.1.1.13

symétriseur

dispositif qui permet de transformer une ligne de transmission asymétrique en une ligne de transmission symétrique, et inversement

Note 1 à l'article: Un symétriseur est utilisé, par exemple, pour coupler les éléments d'antenne symétriques à une ligne d'alimentation asymétrique comme un câble coaxial. Un symétriseur peut présenter une transformation d'impédance intrinsèque qui n'est pas l'unité.

Note 2 à l'article: La présente norme utilise également le mot "symétriseur" pour désigner la poignée des antennes biconiques ou hybrides, généralement sous la forme d'un tube ou d'un poteau métallique.

3.1.1.14

directivité de l'antenne

rapport de l'intensité de rayonnement d'une antenne dans son axe de visée par rapport à l'intensité moyenne de rayonnement

Note 1 à l'article: Voir également 3.1.1.18 axe de visée, et 3.1.1.15 diagramme de rayonnement.

Note 2 à l'article: La définition par défaut de la directivité se rapporte à la condition de rayonnement isotrope (c'est-à-dire pour l'intensité moyenne de rayonnement, tout comme dans cette définition), avec le symbole unitaire dBi. Lorsque la référence est un doublet demi-onde, dont la directivité est de 1,64, le symbole unitaire est dBd (y dBd = x dBi – 2,15 dB).

3.1.1.15

diagramme de rayonnement

dépendance directionnelle de l'intensité de rayonnement relative à une distance fixe du centre de phase d'une antenne d'émission

Note 1 à l'article: Voir également 3.1.1.14 directivité de l'antenne. Les diagrammes de rayonnement concernés pour les essais CEM sont les diagrammes de rayonnement de plan E (voir 3.1.1.16) et de plan H (voir 3.1.1.17) copolarisés.

3.1.1.16

plan E principal

plan contenant le vecteur de champ électrique et la direction de rayonnement maximal, pour une antenne à polarisation linéaire

Note 1 à l'article: Le diagramme de plan E principal peut être obtenu par rotation en azimut d'une AUC à polarisation horizontale sur son axe, et par mesure de sa tension de sortie, en utilisant une antenne d'émission copolarisée située dans le champ lointain de l'AUC, dans un plan horizontal contenant les centres de l'AUC et de l'antenne d'émission.

3.1.1.17

plan H principal

plan contenant le vecteur de champ magnétique et la direction de rayonnement maximal, pour une antenne à polarisation linéaire

Note 1 à l'article: Le diagramme de plan H principal peut être obtenu par rotation en azimut d'une AUC à polarisation verticale sur son axe, et par mesure de sa tension de sortie, en utilisant une antenne d'émission copolarisée située dans le champ lointain de l'AUC, dans un plan horizontal contenant les centres de l'AUC et de l'antenne d'émission.

3.1.1.18

axe de visée

axe d'une antenne déterminé par ses propriétés de rayonnement qui, pour les antennes CEM, correspond à la direction de rayonnement maximal à partir de l'antenne

Note 1 à l'article: Pour les antennes CEM, la direction du signal maximal est habituellement: a) confondue avec la direction qui correspond à l'axe longitudinal mécanique des antennes LPDA; b) orthogonale aux éléments des antennes monopôles, doublets et biconiques, c) orthogonale à l'ouverture avant des antennes cornets. Dans chacun de ces cas, la ligne orthogonale est confondue avec l'axe de l'antenne.

3.1.1.19

niveau zéro

nœud de niveau de signal résultant de la somme vectorielle des signaux directs et des signaux réfléchis sur le sol à l'antenne de réception, ce niveau étant bien inférieur à la somme de ces signaux en phase

Note 1 à l'article: La profondeur d'un niveau zéro est mesurée à partir de la somme en phase des signaux directs et des signaux réfléchis sur le sol. Le signal reçu est nul lorsque les antennes se situent au-dessus d'un plan de masse de référence à des hauteurs telles que les signaux directs et les signaux réfléchis sur le sol sont en opposition de phase, ce qui peut entraîner des erreurs importantes dans le calcul de l'AF. Un niveau zéro s'étend de 90° à 180° à l'extérieur de la phase. À 90°, la profondeur de niveau zéro est de 6,02 dB. La profondeur est comparée au signal maximal contigu le plus proche dans la réponse à balayage de fréquence (ou balayage en hauteur d'une antenne à une fréquence fixe). Des résultats AF précis peuvent être obtenus avec un niveau zéro dont la profondeur est supérieure à 6 dB, mais il est toutefois nécessaire que l'opérateur confirme la qualité du plan de masse de référence, par exemple, en utilisant une antenne doublet calculable.

Note 2 à l'article: L'inclinaison du niveau de signal sur l'axe de visée pour certaines antennes DRH est parfois appelée niveau zéro. Cette définition ne s'applique pas à ce type d'inclinaison.

Note 3 à l'article: L'IEC 60050-726:1982, 726-02-07 définit le niveau minimal d'onde stationnaire, avec nœud synonyme (d'une onde stationnaire), comme lieu des points dans un milieu de propagation où la somme vectorielle d'une grandeur de champ spécifiée, de deux ondes créant une onde stationnaire, est une valeur minimale.

3.1.2 Termes relatifs au facteur d'antenne

3.1.2.1

facteur d'antenne

F_a

rapport de l'intensité de champ électrique d'une onde plane, incidente par rapport à la direction correspondant à l'axe de visée mécanique (c'est-à-dire l'axe principal de l'antenne) sur la tension induite dans une charge spécifiée reliée à l'antenne, mesuré dans un environnement en espace libre

Note 1 à l'article: Pour d'autres détails, voir 4.2. Dans la présente norme, le symbole F_a est synonyme de facteur d'antenne en espace libre. Le terme "facteur d'antenne" est également utilisé comme terme générique, désigné par AF, qui inclut l'AF en espace libre et l'AF dépendant de la hauteur (voir 3.1.2.4). L'AF a la dimension physique (unité) en mètres inverse (m^{-1}) et les données de l'AF mesurées sont habituellement exprimées en $dB(m^{-1})$ [c'est-à-dire F_a , F_{ac} , $F_a(h)$, $F_a(h,p)$, ou $F_a(d)$]. L'incidence en ondes planes implique des conditions en champ lointain; voir C.4. Voir aussi C.2 et C.3 pour une description généralisée des mesurages de l'AF, du gain d'antenne et de la perte d'insertion.

3.1.2.2

facteur d'antenne d'une antenne monopôle étalonnée dans des conditions d'onde plane

F_a

rapport de l'intensité de champ électrique d'une onde plane, incidente par rapport à une direction orthogonale au fouet d'antenne, sur la tension induite dans une charge spécifiée reliée à l'antenne, mesuré avec la surface de la base de son système d'adaptation sur le plan de masse de référence et en contact électrique avec celui-ci, d'un OATS

Note 1 à l'article: Le symbole F_a est utilisé uniquement lorsque le facteur d'antenne est exprimé en dB.

Note 2 à l'article: La relation entre l'AF et le gain pour une antenne monopôle diffère de celle applicable aux autres antennes; c'est-à-dire voir C.2.2.

3.1.2.3

facteur d'antenne d'une antenne monopôle étalonnée par l'ECSM

F_{ac}

facteur d'antenne mesuré par la méthode "Equivalent Capacitance Substitution Method" (ECSM)

Note 1 à l'article: Le symbole F_{ac} est utilisé uniquement lorsque le facteur d'antenne est exprimé en dB.

Note 2 à l'article: Voir 5.1.2. Une méthode de correction de F_{ac} concernant l'influence du système d'adaptation afin d'obtenir F_a est donnée en 5.1.2.2. La relation entre l'AF et le gain pour une antenne monopôle diffère de celle applicable aux autres antennes; c'est-à-dire voir C.2.2.

3.1.2.4

facteur d'antenne dépendant de la hauteur

$F_a(h,p)$, $F_a(h)$

facteur d'antenne, en fonction de la hauteur, h , et polarisation, p , d'une antenne située à une hauteur spécifiée h au-dessus du plan de masse de référence d'un OATS théorique

Note 1 à l'article: Lorsque le désignant p est omis, comme dans $F_a(h)$, on pose l'hypothèse d'une polarisation horizontale. La polarisation horizontale est exprimée de manière explicite par $F_a(h,H)$ par exemple, comme dans B.4.2.

3.1.2.5

facteur d'antenne champ magnétique

F_{aH}

rapport de l'intensité d'une composante de champ magnétique incident, orthogonale à la surface délimitée par un élément de boucle, sur la tension induite dans une charge spécifiée reliée à l'antenne

Note 1 à l'article: Le symbole F_{aH} est utilisé uniquement lorsque le facteur d'antenne est exprimé en dB. La grandeur F_{aH} est exprimée en $dB(S/m)$ ou en $dB(\Omega^{-1}m^{-1})$.

Note 2 à l'article: L'unité $dB(pT/\mu V)$ est utilisée dans certaines normes (mais pas dans la CISPR 16-1-6) et peut être convertie en $dB(S/m)$ en retirant 2 dB.

Note 3 à l'article: La CISPR 16-1-4 spécifie les antennes boucles pour les mesures de l'intensité de champ magnétique dans la plage de fréquences comprise entre 9 kHz et 30 MHz.

3.1.3 Termes relatifs à l'emplacement de mesure

3.1.3.1

chambre anéchoïque

enceinte blindée revêtue d'un matériau absorbant les ondes radioélectriques afin de réduire les réflexions provenant des surfaces internes

Note 1 à l'article: Il existe deux types différents de chambre anéchoïque, à savoir la chambre totalement anéchoïque (voir 3.1.3.5) et la chambre semi-anéchoïque (voir 3.1.3.8).

Note 2 à l'article: Une chambre anéchoïque adaptée à l'étalonnage des antennes a une spécification de performance RF plus contraignante par comparaison avec une chambre adaptée aux mesures des perturbations rayonnées CEM (pour des détails, voir la CISPR 16-1-5).

3.1.3.2

emplacement d'étalonnage

tout emplacement auquel une antenne fait l'objet d'un étalonnage

Note 1 à l'article: Les emplacements d'étalonnage incluent un CALTS (voir 3.1.3.3) sur lequel s'applique volontairement la réflexion sur le sol, une FAR (voir 3.1.3.5) et un emplacement d'étalonnage en espace libre (voir Article 6 de la CISPR 16-1-5:2014) auquel les antennes se situent suffisamment au-dessus du sol, afin de réduire la réflexion sur le sol. Pour chacun d'entre eux, les réflexions provenant de toutes les directions satisfont aux critères de validation de l'emplacement approprié destiné à l'étalonnage de l'antenne.

3.1.3.3

emplacement d'essai pour l'étalonnage

CALTS

emplacement d'étalonnage avec un plan de masse de référence métallique et une perte d'insertion de l'emplacement très précisément spécifiée en polarisation horizontale du champ électrique

Note 1 à l'article: Un CALTS est utilisé pour le mesurage de l'AF dépendant de la hauteur et pour mesurer l'AF en espace libre au moyen de la méthode normalisée propre à l'emplacement.

Note 2 à l'article: Un CALTS peut aussi être validé pour: a) la polarisation verticale au moyen de la méthode de 4.7 de la CISPR 16-1-5:2014; et b) d'autres méthodes d'étalonnage d'antenne spécifiques au moyen des méthodes de 4.9 et 4.10 de la CISPR 16-1-5:2014.

Note 3 à l'article: L'abréviation "CALTS" est dérivée du terme anglais développé correspondant "calibration test site".

3.1.3.4

espace libre

environnement dans lequel il a été montré que l'influence de tout obstacle, dont le sol, sur les signaux rayonnés directs qui circulent directement entre deux antennes est moindre qu'une contribution d'incertitude spécifiée pour le mesurage de F_a

3.1.3.5

chambre totalement anéchoïque

FAR

enceinte dont les six surfaces internes sont revêtues d'un matériau absorbant les ondes radioélectriques (c'est-à-dire un matériau absorbant RF) qui absorbe l'énergie électromagnétique dans la gamme de fréquences considérée

Note 1 à l'article: Une FAR adaptée à l'étalonnage des antennes a une spécification normalisée plus stricte pour l'uniformité du champ que pour le mesurage des perturbations rayonnées CEM indiqué dans la CISPR 16-1-4. Si les perturbations RF ambiantes empêchent l'obtention du rapport signal/bruit exigé, il convient que la FAR soit intégrée à une enceinte blindée.

Note 2 à l'article: L'abréviation "FAR" est dérivée du terme anglais développé correspondant "fully-anechoic room".

3.1.3.6

emplacement d'essai en espace libre théorique

OATS théorique

OATS dont le plan de masse de référence de surface infinie est parfaitement plat et conducteur, et ne comportant aucun objet réfléchissant à l'exception du plan de masse de référence

Note 1 à l'article: Un OATS théorique est une construction théorique utilisée pour le calcul de la perte d'insertion normalisée de l'emplacement A_1 pour les emplacement de plan de masse de référence et pour la modélisation des antennes. Voir également 3.1.3.7 emplacement d'essai en espace libre.

Note 2 à l'article: L'abréviation "OATS" est dérivée du terme anglais développé correspondant "open-area test site".

3.1.3.7

emplacement d'essai en espace libre

OATS

installation pour effectuer des mesurages et des étalonnages dans laquelle la réflexion sur le sol est reproductible par un plan de masse de référence électriquement conducteur plat et de grande dimension

Note 1 à l'article: Un OATS peut être utilisé pour les mesurages des perturbations rayonnées, cas dans lequel il est également appelé COMTS. Un OATS peut également être utilisé pour les étalonnages d'antennes, cas dans lequel il est appelé CALTS.

Note 2 à l'article: Un OATS est un site extérieur non protégé, suffisamment éloigné des bâtiments, lignes électriques, clôtures, arbres, câbles enterrés, canalisations et autres objets réfléchissants potentiels, de sorte que les effets dus à ce type d'objets soient négligeables. Voir également 3.1.3.3 définition d'un CALTS et 3.1.3.6 définition d'un OATS théorique. Voir la CISPR 16-1-4 pour des lignes directrices concernant la construction d'un OATS.

Note 3 à l'article: L'abréviation "OATS" est dérivée du terme anglais développé correspondant "open-area test site".

3.1.3.8

chambre semi-anéchoïque

SAC

enceinte blindée dans laquelle cinq des six surfaces internes sont revêtues d'un matériau absorbant les ondes radioélectriques (c'est-à-dire un matériau absorbant RF) qui absorbe l'énergie électromagnétique dans la gamme de fréquences considérée, et la surface horizontale de la base est un plan de masse de référence conducteur destiné à être utilisé avec les montages d'essai dans les emplacements d'essai en espace libre (OATS)

Note 1 à l'article: Une SAC adaptée à l'étalonnage des antennes a une spécification normalisée plus stricte concernant l'affaiblissement de l'emplacement aux fins d'étalonnage des antennes, par comparaison avec la spécification relative au mesurage des perturbations rayonnées CEM. Si les perturbations RF empêchent l'obtention du rapport signal/bruit exigé, il convient que la SAC soit construite dans une enceinte blindée; voir également 3.1.3.5 chambre totalement anéchoïque.

Note 2 à l'article: L'abréviation "SAC" est dérivée du terme anglais développé correspondant "semi-anechoic chamber".

3.1.4 Autres termes

3.1.4.1

récepteur de mesure

instrument de mesure de signal, tel qu'un récepteur à accord par palier, un analyseur de spectre ou la partie réceptrice d'un analyseur de réseau, qui satisfait aux exigences de sélectivité et de linéarité de la méthode d'étalonnage correspondante

Note 1 à l'article: Le terme "récepteur de mesure" peut également impliquer les fonctions complètes d'un analyseur de réseau vectoriel. Dans la présente norme, le signal désigne un signal sinusoïdal d'amplitude constante; voir 6.2.1 pour d'autres détails. Pour les besoins d'un étalonnage d'antenne, cette définition constitue une modification de celle figurant dans la CISPR 16-1-1 [1] et la CISPR 16-2-3 [2].

3.1.4.2

affaiblissement de l'emplacement

SA

A_s

perte d'insertion de l'emplacement minimale mesurée entre deux antennes adaptées en polarisation situées au-dessus d'un plan de masse de référence conducteur sur un emplacement d'étalonnage lorsqu'une antenne est déplacée verticalement sur une plage de hauteurs spécifiée et que l'autre est placée à une hauteur fixe

Note 1 à l'article: Les termes perte d'insertion de l'emplacement (voir 3.1.4.3) et affaiblissement d'emplacement désignent foncièrement la même grandeur de mesure, mais le terme SA est employé dans le contexte de la recherche d'une valeur minimale de la perte d'insertion de l'emplacement (SIL) mesurée sur une paire d'antennes dont l'une a été balayée à une hauteur située au-dessus du plan de masse de référence.

Note 2 à l'article: L'abréviation "SA" est dérivée du terme anglais développé correspondant "site attenuation".

3.1.4.3

perte d'insertion de l'emplacement

SIL

A_i

perte de transmission entre deux antennes adaptées en polarisation lorsqu'une connexion électrique directe via des câbles et des affaiblisseurs entre la sortie du générateur de signaux et l'entrée du récepteur de mesure est remplacée par des antennes d'émission et de réception placées aux positions spécifiées sur un emplacement d'étalonnage

Note 1 à l'article: Pour d'autres détails, voir 7.2.

Note 2 à l'article: Le symbole A_i utilise A comme symbole d'affaiblissement classique; l'indice i désigne l'insertion, à ne pas confondre avec l'emploi de i dans la présente norme, comme symbole d'indice, par exemple $i = 1, 2, 3$.

Note 3 à l'article: L'abréviation "SIL" est dérivée du terme anglais développé correspondant "site insertion loss".

3.2 Abréviations

Les abréviations suivantes sont utilisées dans la présente norme et n'ont pas déjà été mentionnées au 3.1.

AF	antenna factor (facteur d'antenne)
CPM	current probe method (méthode de la sonde de courant)
DANL	displayed average noise level (niveau de bruit moyen affiché)
DVM	digital voltmeter (voltmètre numérique)
DRH	double-ridged horn (cornet à double mouture)
EM	électromagnétique
CEM	compatibilité électromagnétique
ECSM	equivalent capacitance substitution method (méthode ECSM)
EUT	equipment under test (appareil en essai)
GTEM	gigahertz transverse electromagnetic (mode transverse électromagnétique gigahertz)
HP	horizontal polarization (polarisation horizontale)
LNA	low-noise amplifier (amplificateur à faible bruit)
NEC	Numerical Electromagnetics Code (wire antenna modelling software) (code numérique de l'électromagnétique) (logiciel de modélisation des antennes filaires)
NSA	normalized site attenuation (affaiblissement normalisé de l'emplacement)
RF	radiofréquence
RSS	root-sum-square (racine carrée de la somme des carrés)
SAM	standard antenna method (méthode de l'antenne étalon)

SFM	standard field method (méthode de champ normalisé)
SNR	signal-to-noise ratio (rapport signal/bruit)
SSM	standard site method (méthode de l'emplacement étalon)
TAM	three antenna method (méthode à trois antennes)
TEM	transverse electromagnetic (mode transverse électromagnétique)
VNA	vector network analyzer (analyseur de réseau vectoriel)
VP	vertical polarization (polarisation verticale)
ROS	rapport d'ondes stationnaires en tension

4 Concepts fondamentaux

4.1 Généralités

La présente norme spécifie les méthodes d'étalonnage des antennes utilisées pour effectuer les mesurages des perturbations rayonnées. Le paramètre principal d'étalonnage est le facteur d'antenne, F_a , qui peut être converti de manière équivalente en gain réalisé (voir Annexe C).

Il est admis que lorsqu'elle est utilisée conformément aux méthodes d'essai définies dans la CISPR 16-2-3 [2], l'antenne de mesure peut ne pas être placée en espace libre, mais en revanche au-dessus d'un plan de masse de référence métallique à une hauteur comprise entre 1 m et 4 m. Des méthodes sont spécifiées en Annexe B afin de mesurer le facteur d'antenne en fonction de la hauteur et de la polarisation au-dessus d'un plan de masse de référence métallique, $F_a(h,p)$. Ces méthodes permettent de quantifier les différences entre les valeurs F_a et $F_a(h,p)$ d'une antenne et de les inclure en tant que contribution à l'incertitude associée à la réalisation des mesurages des perturbations rayonnées au-dessus d'un plan de masse de référence métallique. Voir A.1 pour les justifications de la nécessité de disposer d'un plan de masse de référence, et les justifications du choix de méthodes d'étalonnage basées sur les emplacements d'essai disponibles, les connaissances disponibles en matière d'état de la technique et un niveau d'incertitude exigé.

Une méthode de validation d'un emplacement d'étalonnage et un critère d'acceptation de cet emplacement qui est lié à l'incertitude exigée de l'AF sont associés à chaque méthode d'étalonnage des antennes. Les spécifications d'emplacement et les méthodes de validation d'emplacement appropriées sont données dans la CISPR 16-1-5.

4.2 Concept de facteur d'antenne

Le facteur d'antenne F_a , en dB(m⁻¹), tel que défini en 3.1.2.1, est déterminé par l'Équation (1):

$$F_a = E - V \quad (1)$$

où

E est l'intensité de champ en dB(μV/m) de l'onde plane incidente qui éclaire l'antenne;

V est la tension résultante en dB(μV) qui circule dans la borne de sortie de l'antenne.

Comme indiqué en C.2.1, l'AF dépend de la charge Z_0 reliée à la sortie de l'antenne ainsi que de l'impédance Z_0' observée depuis l'écart entre les éléments rayonnants en direction de la charge. Un facteur d'antenne est également affecté par le couplage mutuel avec son environnement, par exemple, la proximité d'autres antennes, le sol et des bâtiments. La définition de l'AF précisant que ce dernier se trouve dans un environnement en espace libre permet toutefois de réduire au minimum ces effets sur F_a . La grandeur V est normalement mesurée à l'extrémité de réception d'un câble qui relie l'antenne au récepteur; V est par conséquent à corriger par l'affaiblissement du câble [voir par exemple l'Équation (48) en

7.4.3.1]. La correction d'un affaiblissement de désadaptation serait également exigée pour un câble ayant une mauvaise adaptation (c'est-à-dire voir 6.2.2).

La présente norme pose l'hypothèse que les mesurages des perturbations rayonnées sont effectués en utilisant F_a (voir les justifications données en A.4). Dans les mesurages de rayonnement émis, l'intensité de champ incident, E , peut être calculée à partir d'une valeur, V , affichée sur le récepteur de mesure connecté à l'antenne, au moyen de $E = V + F_a$, où E est exprimée en dB(μV/m), V en dB(μV) et F_a en dB(m⁻¹). L'effet de tout facteur d'influence sur l'environnement d'étalonnage qui perturbe F_a est traité comme une source d'incertitude; pour d'autres détails, voir 7.3 de la CISPR 16-2-3:2010 [2].

Les mesurages des perturbations rayonnées provenant d'un EUT sont effectués à une distance fixe, par exemple, 3 m. Lorsque la distance entre l'EUT et le centre géométrique démarqué d'une antenne LPDA s'applique, une erreur se produit dans l'intensité de champ électrique à des fréquences qui ne correspondent pas à l'intensité au centre de l'antenne LPDA. L'intensité de champ électrique peut être corrigée pour la différence entre la position réelle du centre de phase et la position du centre géométrique comme décrite en A.6.2 et dans la CISPR 16-2-3 [2], ou, alternativement, cette correction peut être intégrée au facteur d'antenne.

L'utilisation d'une antenne doublet, biconique ou hybride à polarisation horizontale pour les mesurages des perturbations rayonnées provenant de l'EUT effectués au-dessus d'un plan de masse de référence métallique génère de l'incertitude due à un couplage mutuel avec l'image de l'antenne dans le plan de masse de référence. Ceci modifie l'impédance des éléments rayonnants observée par les bornes équilibrées du symétriseur, et transforme F_a en un AF dépendant de la hauteur, $F_a(h,p)$. Il est acceptable, afin de quantifier les incertitudes générées par la différence de $F_a(h,p)$ par rapport à F_a , d'obtenir cette différence sur la base des mesurages génériques, ou des simulations de chaque modèle d'antenne. Un fabricant d'antennes peut être capable de fournir $F_a(h,p)$ dans la plage de hauteurs comprise entre 1 m et 4 m.

4.3 Méthodes d'étalonnage pour des fréquences de 30 MHz et plus

4.3.1 Généralités

Le présent paragraphe donne des considérations de base concernant les méthodes d'étalonnage des antennes définies dans la présente norme. L'AF en espace libre, F_a , et l'AF dépendant de la hauteur, $F_a(h,p)$, peuvent être mesurés à l'aide de la méthode à trois antennes (TAM) ou de la méthode de l'antenne étalon (SAM). F_a peut également être mesuré à l'aide de la méthode de l'emplacement étalon (SSM), comprenant une correction.

Du fait du théorème de réciprocité, il n'est pas nécessaire de spécifier quelle antenne doit émettre ou recevoir. Le mesurage de toute AUC exige une deuxième antenne, qui doit être désignée comme son antenne "appariée" (voir 3.1.1.12), en laissant le laboratoire d'étalonnage décider s'il vaut mieux relier l'antenne à la source de signal ou au récepteur. Exception à cette situation: les antennes avec préamplificateurs doivent être connectées au seul récepteur. Toutes les méthodes d'étalonnage sont basées sur la méthode de mesure SIL décrite en 7.2.

4.3.2 Distances de séparation minimales des antennes

Pour les étalonnages qui utilisent la méthode TAM, la séparation de la paire d'antennes doit être connue de manière précise de sorte qu'elle puisse être utilisée dans l'équation de calcul de F_a . Lors de l'étalonnage des antennes doublets et LPDA, une séparation fixe de 2λ doit être maintenue à la fréquence la plus basse considérée entre les centres de phase de la paire d'antennes. Pour l'étalonnage des antennes biconiques et hybrides, une séparation fixe de 10 m peut être maintenue car les éléments doublets les plus longs se comportent comme des doublets courts à moins de 60 MHz. Pour d'autres détails, voir C.5.

NOTE Bien que 10 m représente uniquement une longueur d'onde (λ) à 30 MHz, la longueur d'une antenne biconique est seulement de $0,14 \lambda$ et le couplage mutuel entre les antennes est négligeable. L'incertitude supplémentaire de l'AF due à l'étalonnage qui utilise une distance de 10 m, au lieu de 20 m, est de 0,1 dB à 30 MHz, en réduisant à une incertitude à 0,03 dB à une fréquence de 60 MHz.

4.3.3 Considérations générales pour la méthode TAM

La TAM est une méthode d'étalonnage des antennes pour laquelle aucune connaissance préalable de l'AF de l'une quelconque des trois antennes n'est nécessaire. La TAM implique l'utilisation de trois antennes de type similaire ("antennes appariées", voir 3.1.1.12) qui couvrent une gamme de fréquences commune. Trois paires d'antennes uniques peuvent être constituées à partir des trois antennes, et la SIL de chaque paire est mesurée. La TAM est décrite plus en détail en 7.4.1.1, 7.4.1.2, 8.2, 9.2.4, 9.4.2, B.4.3 et B.5.3.

4.3.4 Considérations générales pour la méthode SSM

La méthode SSM est en fait la méthode TAM lorsqu'elle est mise en œuvre sur un plan de masse de référence, tel que décrit en 7.4.2 et 8.4. Le signal réfléchi à la surface du plan de masse de référence subit un changement de phase de 180° pour la polarisation horizontale; les hauteurs d'antenne (et/ou la distance de séparation) sont ajustées de sorte que les signaux directs et réfléchis se combinent pour donner un signal maximum.

La polarisation horizontale est préférable dans la mesure où le diagramme de plan H uniforme (sur la gamme d'écart angulaire appropriée) simplifie le calcul de l'AF et dans la mesure où les réflexions des mâts d'antennes et des câbles sont réduites au minimum. Afin de s'assurer que la valeur de l'AF mesurée est proche de celle de F_a tel que mesuré à l'aide des autres méthodes décrites dans le présent document, on place une antenne à une hauteur fixe de 2 m dans le champ lointain de l'antenne appariée qui fait l'objet d'un balayage en hauteur afin d'éviter un niveau zéro dans le signal reçu (voir le critère de niveau zéro en 3.1.1.19). La distance de séparation utilisée pour la SSM citée en référence [13] est de 10 m. Afin de se situer dans le champ lointain, il convient toutefois que les antennes doublets accordées à 30 MHz utilisent de préférence une distance de séparation de 20 m; voir le Tableau B.7 (voir B.5.2), y compris à plus de 30 MHz. Si une distance de séparation de 10 m est utilisée, l'incertitude qui en résulte doit être prise en compte. L'accord avec F_a peut être amélioré en ajoutant un facteur de correction, par exemple comme le montre l'Équation (59) (voir 8.4.3).

4.3.5 Considérations générales pour la méthode SAM

Un ensemble d'antennes étalons (STA), dont les facteurs d'antenne sont déterminés avec précision, est exigé pour la SAM. L'antenne STA peut être une antenne étalonnée à l'aide de la méthode TAM ou d'une autre méthode avec une antenne calculable. Pour l'étalonnage d'une antenne unique, la SAM implique simplement deux mesurages de SIL, tandis que la TAM nécessite trois mesurages de ce dernier.

NOTE Dans certains ouvrages de référence, la SAM est présentée comme la méthode de l'antenne de référence, qui utilise une antenne de référence dont la géométrie, la structure et l'AF sont spécifiés de manière rigoureuse par des normes telles que l'ANSI C63.5 [13] ou la CISPR 16-1-5. En dehors de cet aspect, la méthode de l'antenne de référence équivaut à la SAM.

La SAM tolère mieux que la TAM les non-uniformités de champ générées par le site, ce qui implique que l'exigence de qualité portant sur celui-ci peut être moins rigoureuse que celle portant sur la TAM (pour d'autres détails, voir A.1 et A.9.4). Cette considération suppose que les STA et AUC sont de même type (par exemple, des modèles classiques d'antennes biconiques; voir 3.1.1.2), ce qui implique que leurs dimensions mécaniques et par conséquent leurs diagrammes de rayonnement sont similaires. En théorie, la STA utilisée est le même modèle d'antenne que l'AUC, mais il peut ne pas être approprié, pour un laboratoire d'étalonnage, de disposer d'un grand nombre de STA. Voir 8.3.3 pour des lignes directrices concernant la détermination de la similarité des antennes dans les étalonnages de type SAM. Le choix d'une antenne doublet calculable comme STA est parfaitement adapté à l'étalonnage d'antennes doublets. À condition que le champ incident sur les antennes soit uniforme, selon la description de 4.9 de la CISPR 16-1-5:2014, il est possible d'utiliser une antenne doublet calculable pour étalonner une antenne biconique; par exemple voir 9.3 et A.9.4.

4.4 Incertitudes de mesure pour les résultats des mesurages d'étalonnage des antennes

Les incertitudes de mesure doivent être estimées pour chaque ensemble de résultats de l'étalonnage d'antenne, en utilisant des méthodes conformes au Guide ISO/IEC 98-3:2008. L'incertitude de mesure est fonction des propriétés des montages de mesure d'étalonnage, de l'instrumentation et des caractéristiques générales de l'AUC. Voir également A.9.2 concernant les gammes types d'incertitude de mesure. Chaque laboratoire d'étalonnage doit quantifier ses propres incertitudes de mesure.

Des exemples de budgets d'incertitude de mesure sont donnés pour chaque méthode d'étalonnage décrite dans la présente norme (c'est-à-dire, voir Article 8 et Annexe B). Dans les rubriques des tableaux, "Valeur" représente la meilleure valeur estimée de X_i , "Loi de probabilité" représente la fonction de loi de probabilité, "Sensibilité" représente le coefficient de sensibilité c_i , et u_i représente la contribution à l'incertitude $u_i(y)$. Les valeurs numériques sont incluses aux seules fins d'illustration. L' "incertitude-type" s'appliquant à chaque terme du budget est désignée par le symbole u_i . Il convient que ces exemples permettent aux laboratoires de préparer des budgets d'incertitude de mesure spécifiques à leurs besoins, installations et instrumentation.

Les exemples comportent toutes les grandeurs d'influence communes à tous les emplacements d'étalonnage des antennes, mais certains laboratoires et emplacements d'étalonnage peuvent comporter des grandeurs d'influence supplémentaires qui ne sont pas répertoriées. Dans ce cas, les grandeurs d'influence supplémentaires doivent être ajoutées au modèle et par conséquent au budget d'incertitude de mesure. Voir également l'Annexe C pour les informations concernant certaines caractéristiques d'antenne utiles pour analyser l'incertitude.

NOTE La "loi de propagation de l'incertitude" est approximative lorsqu'une grandeur d'entrée, ici l'imperfection de l'emplacement, est dominante et a une distribution non linéaire. On peut difficilement prévoir quelle erreur sera commise. En cas de doute, on applique le Guide ISO/IEC 98-3:2008/SUP 1 (GUM) [7], qui utilise une méthode de Monte-Carlo pour la propagation des lois (de probabilité).

Les budgets d'incertitude peuvent souvent surestimer l'incertitude élargie, étant donné qu'ils comportent nombre d'incertitudes de composantes estimées. Une méthode de vérification du caractère approprié d'un budget consiste à comparer l'AF mesuré par au moins deux méthodes indépendantes. Une comparaison entre laboratoires internationaux peut constituer une solution alternative. Plus la différence observée dans les résultats issus des différentes méthodes est minime, plus le résultat obtenu est fiable. Lorsque la différence entre les AF issus de la méthode A et de la méthode B n'est pas supérieure à "l'incertitude-type composée" individuelle des résultats de la méthode A ou de la méthode B, cela signifie que certaines des composantes les plus importantes des budgets peuvent avoir été surestimées et méritent de faire l'objet d'un examen plus approfondi.

4.5 Synthèse des méthodes de mesure permettant d'obtenir l'AF

De nombreux types d'antennes différents peuvent être utilisés dans les mesurages des perturbations rayonnées. Ces antennes peuvent être étalonnées à l'aide de la TAM ou de la SAM, exigeant des mesurages de SIL, ou à l'aide de la SSM qui exige des mesures SA. Une synthèse des méthodes d'étalonnage des antennes à des fréquences de plus de 30 MHz est donnée dans le Tableau 1, avec un numéro de paragraphe correspondant pour les détails de la méthode. Les procédures de mesure détaillées propres à chaque méthode d'étalonnage sont spécifiées à l'Article 8 et à l'Annexe B, où les équations qui permettent d'obtenir l'AF spécifique à chaque méthode d'étalonnage sont également fournies.

Le Tableau 1 est un tableau de consultation par type d'antenne et gamme de fréquences, qui montre également le type d'emplacement, avec un plan de masse de référence ou avec un matériau absorbant, les hauteurs d'antenne et la distance de séparation, ainsi que la polarisation appliquée. Voir également A.1 pour d'autres informations contextuelles concernant les méthodes multiples décrites dans la présente norme.

De plus, les méthodes de mesure du facteur d'antenne dépendant de la hauteur, $F_a(h,p)$, sont décrites en B.4 (voir également 4.2), et applicables pour les antennes doublets accordées à polarisation horizontale et les antennes biconiques, ainsi que pour la partie doublet à large bande (par exemple, biconique) des antennes hybrides.

Les informations données dans le Tableau 1 sont présentées en revanche par numéro de paragraphe dans le Tableau 2, dont le but est de faciliter le choix de la méthode en soulignant une méthode pour chaque classe d'antenne. Le Tableau 2 est destiné à servir d'organigramme, dans lequel la méthode proposée est directe et rapide; toutefois, si le laboratoire d'étalonnage ne dispose pas de l'installation adaptée à la méthode proposée, une autre méthode possible est disponible. Par exemple, si le laboratoire ne dispose pas de FAR, les antennes cornets peuvent être étalonnées de la même manière à l'aide de la méthode en extérieur décrite en 9.4.2. La colonne intitulée "Méthode n'exigeant pas de STA" inclut les méthodes présentant les incertitudes les plus faibles qui ne dépendent pas de la disponibilité d'une STA et qui utilisent la polarisation horizontale. Ces méthodes peuvent être plus pénalisantes que d'autres par leur temps de réalisation.

Tableau 1 – Synthèse des méthodes d'étalonnage au-delà d'une fréquence de 30 MHz pour F_a

Emplacement d'étalonnage	Antenne soumise à étalonnage	Méthode d'étalonnage	Gamme de fréquences MHz	Montage d'antennes ^a	Pol. ^b	Paragraphe
CALTS ou SAC, utilisant le plan de masse de référence	Doublet accordé	TAM	30 à 1 000	$d = 10 \text{ m},^c$ h_1, h_2 selon f	HP	B.5.3
		SAM	30 à 1 000	$d = 10 \text{ m},$ h_1, h_2 selon f	HP	B.5.2
		SAM avec calcul de la moyenne	30 à 300	$d = 10 \text{ m},$ h_1, h_2 selon f	HP	B.4.2
		SSM	30 à 1 000	$d = 10 \text{ m}, h_2 = 2 \text{ m},$ $h_1 = 1 \text{ m à } 4 \text{ m}$ (balayage)	HP	8.4
	Biconique, (également partie biconique d'une antenne hybride par 9.3)	SSM	30 à 300	$d = 10 \text{ m}, h_1 = 2 \text{ m},$ $h_2 = 1 \text{ m à } 4 \text{ m}$ (balayage)	HP	8.4
		SAM	30 à 300	$d = 15 \text{ m},$ $h_1 = 1,75 \text{ m},$ $h_2 = 0 \text{ m}^d$	VP	9.3
		SAM ou TAM avec calcul de la moyenne	30 à 300	$d = 10 \text{ m},$ h_1, h_2 selon f	HP	B.4.2 SAM B.4.3 TAM
	LPDA	SSM	200 à 1 000	$d = 10 \text{ m}, h_2 = 2 \text{ m},$ $h_1 = 1 \text{ m à } 4 \text{ m}$ (balayage)	HP	8.4
	Hybride ^e	SSM	30 à 1 000	$d = 10 \text{ m}, h_2 = 2 \text{ m},$ $h_1 = 1 \text{ m à } 4 \text{ m}$ (balayage)	HP	8.4
Environnement en espace libre	Doublet accordé	SAM	60 à 1 000	$d_{\min}$ dépendant de la fréquence, utiliser une FAR	HP VP	9.2.2
FAR ou réduction au minimum des réflexions sur le sol par la hauteur ou	Biconique, (également partie biconique d'une antenne hybride)	SAM	30 à 300	$d = 4 \text{ m minimum}$	HP VP	9.2.2 B.4.2 avec calcul de la moyenne

un matériau absorbant h_1, h_2, h_3 s'appliquent au-dessus du sol	LPDA (partie LPDA d'une antenne hybride)	TAM SAM	200 à 18 000 $\geq 1\,000$ pour cornet	$d = 2,5\text{ m},$ $h_1 = h_2 = h_3 = 4\text{ m}^f$	VP	9.4.2 9.4.3
	Cornet					
	LPDA (partie LPDA d'une antenne hybride) utilisant un matériau absorbant	TAM SAM	200 à 18 000	$d = 2,5\text{ m},$ $h_1 = h_2 \sim 2,5\text{ m}^f$	VP HP	9.4.4
	Cornet LPDA	TAM SAM	1 000 à 18 000 1 000 à 18 000	$d = 1\text{ m}$ ou $3\text{ m},$ utiliser une FAR $d = 1\text{ m}$ ou $3\text{ m},$ utiliser une FAR	VP HP VP HP	9.5.1.3 9.5.2

NOTE 1 La hauteur de l'AUC est h_1 .

NOTE 2 Voir A.4.2 concernant la fréquence de transition optimale entre les antennes biconiques et LPDA.

NOTE 3 Lorsqu'un ensemble d'antennes étalons est disponible, la SAM peut être préférable à la SSM ou à la TAM.

NOTE 4 Dans une FAR, il est prévu que le résultat soit identique, que l'orientation des antennes soit HP ou VP; voir également A.2.5.

- a d est la distance de séparation entre les antennes d'émission et de réception.
 h_1 est la hauteur d'une AUC.
 h_2 et h_3 sont les hauteurs d'autres AUC ou d'antennes appariées.
Pour la méthode SSM, l'AUC doit normalement être l'antenne à balayage en hauteur; sur demande d'un client du laboratoire d'étalonnage, l'AUC peut être l'antenne à hauteur fixe [c'est-à-dire voir A.5 a)].
- b Pol. est la polarisation.
HP = Toutes les antennes positionnées pour une polarisation horizontale.
VP = Toutes les antennes positionnées pour une polarisation verticale.
- c En dessous d'une fréquence de 60 MHz, $d = 20\text{ m}$ est utilisée afin d'assurer une séparation d'au moins 2λ de manière à éviter une incertitude supplémentaire d'environ 0,25 dB pour une séparation de longueur d'onde; voir Tableau B.7 (voir B.5.2).
- d Une hauteur d'antenne de $h_2 = 0\text{ m}$ signifie que l'antenne est une antenne monocône dont l'alimentation s'opère au niveau du plan de masse de référence.
- e Une antenne hybride peut également être étalonnée en combinant les méthodes utilisées pour les antennes biconiques et LPDA.
- f La hauteur dépend de la capacité à satisfaire aux critères d'acceptation de l'emplacement et peut être augmentée lorsque des incertitudes moins élevées sont exigées pour F_a .

**Tableau 2 – Méthodes d'étalonnage au-delà d'une fréquence
de 30 MHz par numéro de paragraphe**

Type d'antenne, fréquence, MHz	Méthode proposée	Méthode alternative, fréquence, MHz	Méthode n'exigeant pas de STA
Biconique, 30 à 300 Partie biconique d'une antenne hybride, 30 à 240	8.4 SSM CALTS	9.3 VP CALTS 9.1 SAM FAR B.4.2 HP SAM calcul de la moyenne de la hauteur	B.4.3 HP TAM calcul de la moyenne de la hauteur

LPDA, 200 à 3 000 ^a Partie LPDA d'une antenne hybride, 140 à 3 000 ^a Cornet, ≥ 1 000	9.4.2 TAM hauteur au- dessus du sol	9.4.3 SAM hauteur au- dessus du sol 9.4.4 TAM ou SAM dans une FAR ou avec matériau absorbant au sol 8.4 SSM CALTS, 140 à 1 000 9.5.1.3 TAM dans une FAR, 1 000 à 18 000	9.4.2
Cornet, 1 000 à 18 000 LPDA, 1 000 à 18 000	9.5.1.3 TAM dans une FAR	9.5.2 SAM dans une FAR 9.4.2 TAM hauteur au- dessus du sol	9.5.1.3
Doublet accordé	B.5.2 SAM à la hauteur "en espace libre" en utilisant une antenne doublet calculable	B.4.2 HP SAM calcul de la moyenne de la hauteur 8.4 SSM CALTS, 30 à 1 000	B.5.3 TAM à la hauteur "en espace libre"
^a La fréquence supérieure dépend de la spécification du fabricant.			

5 Méthodes d'étalonnage pour la gamme de fréquences comprise entre 9 kHz et 30 MHz

5.1 Étalonnage des antennes monopôles

5.1.1 Généralités

Les antennes monopôles, parfois appelées antennes fouets, sont utilisées généralement dans la gamme de fréquences comprise entre 9 kHz et 30 MHz. Les pas de fréquence d'étalonnage recommandés sont donnés au Tableau 3. En raison des grandes longueurs d'onde associées aux fréquences inférieures à 30 MHz, les méthodes décrites dans la présente norme et utilisées pour l'étalonnage ou la caractérisation des antennes à des fréquences plus élevées ne sont pas applicables aux antennes monopôles. Une incertitude-type inférieure à 1 dB peut être obtenue à l'aide de la méthode des ondes planes et de la méthode Equivalent Capacitance Substitution Method (ECSM) décrites dans les paragraphes suivants et dans l'Annexe G.

Tableau 3 – Pas de fréquences pour l'étalonnage des antennes monopôles

Gamme de fréquences	Pas
9 kHz à 10 kHz	1 kHz
10 kHz à 150 kHz	10 kHz
150 kHz à 200 kHz	50 kHz
200 kHz à 1 MHz	100 kHz
1 MHz à 30 MHz	1 MHz

Dans la méthode des ondes planes, toute l'antenne est éclairée par une onde plane sur un plan de masse de référence de grande surface; une méthode est décrite en G.1. Dans la plupart des cas, le système d'adaptation se situe au-dessus du plan de masse de référence; les courants RF circulent dans le boîtier, et plus le boîtier est grand, plus l'influence de cet élément sur l'AF est importante.

NOTE 1 Le terme "système d'adaptation" est utilisé comme terme générique pour désigner le boîtier métallique qui comporte la connexion entre l'élément rayonnant de l'antenne monopôle (c'est-à-dire le fouet métallique) et l'entrée d'un récepteur de mesure. Le boîtier peut contenir un circuit de compensation et un amplificateur. Un contact électrique adapté de la base métallique du boîtier avec le plan de masse de référence constitue une condition préalable aux performances efficaces et reproductibles d'une antenne monopôle. Les modèles d'antenne monopôle comportant des pieds en caoutchouc ont aussi en général un pied métallique (entretoise) d'une hauteur

légèrement plus élevée afin d'assurer un contact électrique avec le plan de masse de référence. Pour les antennes ne comportant pas ce type de pied métallique, une bande à tresse métallique de courte longueur et d'une largeur d'au moins 15 mm permet le contact électrique avec le plan de masse de référence et la partie inférieure d'un côté vertical du système d'adaptation, en utilisant des vis si nécessaire afin d'assurer un contact RF adapté.

Contrairement à la méthode des ondes planes, la méthode ECSM remplace le fouet par un condensateur égal à la capacité propre de l'antenne monopôle. Le principe de cette méthode est expliqué succinctement à l'Annexe G. Chaque modèle d'antenne monopôle exige d'utiliser une antenne fictive (c'est-à-dire voir 5.1.2.4). Il est essentiel de vérifier l'antenne fictive au cours de la phase de conception en comparant les AF mesurés à l'aide de la méthode ECSM avec ceux mesurés à l'aide d'une méthode des ondes planes. La conception peut de cette manière être améliorée et les contributions potentielles aux incertitudes allant jusqu'à 4 dB peuvent être réduites [36]. Le F_{ac} obtenu par la méthode ECSM peut être confirmé par le F_a obtenu par la méthode des ondes planes.

NOTE 2 Une autre méthode qui peut être utilisée pour vérifier la méthode ECSM consiste à comparer l'intensité de champ mesurée d'une antenne monopôle étalonnée par la méthode ECSM, placée sur un plan de masse de référence de grande surface et située dans le champ lointain d'un émetteur AM de grande puissance avec celle d'une antenne boucle étalonnée avec précision. Toutefois, cette méthode permet seulement de vérifier l'AF à des fréquences ponctuelles. À chaque fréquence ponctuelle, il est vérifié que l'antenne monopôle et l'antenne boucle reçoivent l'onde dominante directe provenant d'une direction, le niveau de tous les autres signaux étant de plus de 30 dB inférieur.

NOTE 3 La méthode ECSM peut être parfaitement adaptée pour les antennes dont la longueur totale comprise entre la base du système d'adaptation et le sommet du fouet est inférieure à $\lambda/8$ (c'est-à-dire voir G.1).

NOTE 4 Une antenne monopôle est parfois montée sur un contrepoids (par exemple, un plan de masse de référence résiduel de dimensions 0,6 m par 0,6 m) placé sur un trépied, et l'AF peut être de plusieurs dB inférieur à l'AF mesuré avec le système d'adaptation placé sur le plan de masse de référence, ou à l'aide de la méthode ECSM (c'est-à-dire voir G.2.2). Les antennes monopôles montées sur des trépieds et utilisées en extérieur peuvent être étalonnées avec précision par la méthode des ondes planes. Les autres configurations se présentent sous la forme d'un plan de masse de référence résiduel connecté à un banc conducteur mis à la terre sur l'une des parois d'un local blindé, ou d'une antenne placée sur le banc qui exigerait des méthodes d'étalonnage plus complexes; les méthodes d'étalonnage ne sont pas spécifiées pour d'autres configurations de ce type, mais pour améliorer la reproductibilité des résultats, on suit les instructions ou les recommandations du fabricant concernant l'utilisation d'un contrepoids ou d'un plan de masse de référence, y compris pour la liaison équipotentielle (c'est-à-dire la mise à la terre) entre le système d'adaptation de l'antenne et le plan de masse de référence.

5.1.2 Étalonnage par la méthode ECSM

5.1.2.1 Généralités

La sortie du système d'adaptation est mesurée en utilisant la configuration d'essai présentée à la Figure 1 ou à la Figure 2. Le facteur d'antenne F_{ac} en dB(m⁻¹) (voir 3.1.2.3 est donné par l'Équation (2).

$$F_{ac} = V_D - V_L - L_h \quad (2)$$

où

V_D est la sortie mesurée du générateur de signaux, en dB(μV);

V_L est la sortie mesurée du système d'adaptation, en dB(μV);

L_h est le facteur de correction de la hauteur (pour la hauteur effective), en dB(m).

Pour l'antenne monopôle comportant un fouet d'une longueur de 1 m du type qui est couramment utilisé dans les mesures de CEM, la hauteur effective h_e est de 0,5 m, le facteur de correction de la hauteur L_h est de -6 dB(m) et la capacité propre C_a est de 12 pF, ce qui suppose un rayon de fouet de 3,6 mm [40].

NOTE Les formules de la hauteur effective, du facteur de correction de la hauteur et de la capacité propre des antennes monopôles de longueurs et de rayons différents sont indiquées en 5.1.2.2. Par exemple, pour une antenne commerciale dont le fouet est d'un diamètre relativement grand, $C_a = 16$ pF.

On peut utiliser l'un ou l'autre des deux montages et méthodes spécifiés, c'est-à-dire 5.1.2.3.2 avec analyseur de réseau ou 5.1.2.3.3 avec récepteur de mesure et générateur de signaux. La même antenne fictive est employée dans les deux cas. Voir 5.1.2.4 pour les lignes

directrices concernant la réalisation d'une antenne fictive. Les mesurages doivent être effectués à un nombre suffisant de fréquences (c'est-à-dire voir Tableau 3) de manière à obtenir une courbe lisse du facteur d'antenne par rapport à la fréquence dans la gamme de fonctionnement de l'antenne, ou par rapport à la gamme de fréquences comprise entre 9 kHz et 30 MHz, la plus petite des deux gammes étant à retenir.

5.1.2.2 Équations de détermination des paramètres propres aux antennes monopôles

Les équations suivantes permettent de déterminer la hauteur effective, la capacité propre et le facteur de correction de la hauteur des antennes monopôles ²⁾. Les équations sont valides uniquement pour des fouets cylindriques de diamètre inférieur à $\lambda/8$ [56]. Le calcul de la valeur correcte de la capacité propre à utiliser pour la méthode ECSM peut ignorer le rapport dépendant de la fréquence donné dans l'Équation (4) dans la mesure où il est proche de l'unité lorsque la condition $\lambda/8$ est satisfaite.

$$h_e = \frac{\lambda}{2\pi} \tan \frac{\pi h}{\lambda} \quad (3)$$

$$C_a = \frac{55,6h}{\ln(h/a) - 1} \frac{\tan(2\pi h/\lambda)}{2\pi h/\lambda} \quad (4)$$

$$L_h = 20 \lg(h_e) \quad (5)$$

où

- H_e est la hauteur effective du fouet, en m;
- h est la hauteur réelle (c'est-à-dire la longueur) du fouet, en m;
- λ est la longueur d'onde, en m;
- C_a est la capacité propre du fouet, en pF;
- a est le rayon du fouet, en m;
- L_h est le facteur de correction de la hauteur, en dB(m).

Une représentation graphique de l'Équation (4) pour divers diamètres de fouet est donnée à la Figure G.3 (voir G.2.1), et une représentation graphique de l'Équation (5) avec deux hauteurs d'antenne est donnée à la Figure G.4. La méthode ECSM ne tient pas compte de l'influence sur F_{ac} de la contribution du système d'adaptation; une correction empirique consiste à ajouter une demi-hauteur du boîtier à la longueur de l'antenne monopôle lors du calcul du facteur de correction de la hauteur, comme cela est indiqué dans l'Équation (6). 0,8 dB constitue une réduction type de F_{ac} . Pour l'étalonnage d'une antenne monopôle à utiliser selon la CISPR 25 [4], dans laquelle le système d'adaptation est placé sous le plan de masse de référence, l'Équation (5) s'applique.

$$L_h = 20 \lg \left(h_e + \frac{h_b}{2} \right) \quad (6)$$

où h_b est la hauteur du système d'adaptation, en m.

Les autres détails concernant l'Équation (3) sont disponibles en [28], [32] et [59], et ceux concernant l'Équation (4) en [29], [39], [58], [59] et [68].

²⁾ L'équation (4) est identique à celle de la CISPR 16-1-4:2010-12 Corrigendum 1, qui annule et remplace l'Équation (B.2) de la CISPR 16-1-4:2010-04. Une évolution ultérieure consistera à supprimer l'Annexe B de la CISPR 16-1-4:2010-04 et à la remplacer en établissant la correspondance avec 5.1.2 de la CISPR 16-1-6.

NOTE Les références [13] et [36] se rapportent à une expression de C_a différente de l'Équation (4), le terme $[\ln(h/a)-1]$ du dénominateur étant remplacé par $[\ln(2h/a)-1]$. Toutefois, l'analyse théorique et expérimentale [40] montre que l'Équation (4) est plus appropriée.

5.1.2.3 Méthodes d'étalonnage

5.1.2.3.1 Instructions générales

Deux autres méthodes d'étalonnage sont décrites: avec analyseur de réseau en 5.1.2.3.2 et avec générateur de signaux et récepteur en 5.1.2.3.3.

Il est recommandé que la terminaison de $50\ \Omega$ utilisée dans l'étalonnage présente un affaiblissement de réflexion supérieur à 32 dB (c'est-à-dire $ROS < 1,05:1$) parce que cette valeur peut être obtenue de manière réaliste et contribue peu à l'incertitude. Le récepteur de mesure doit être étalonné et avoir un affaiblissement de réflexion supérieur à 20,9 dB ($ROS < 1,2:1$). La sortie du générateur de signaux doit être stable en fréquence et en amplitude.

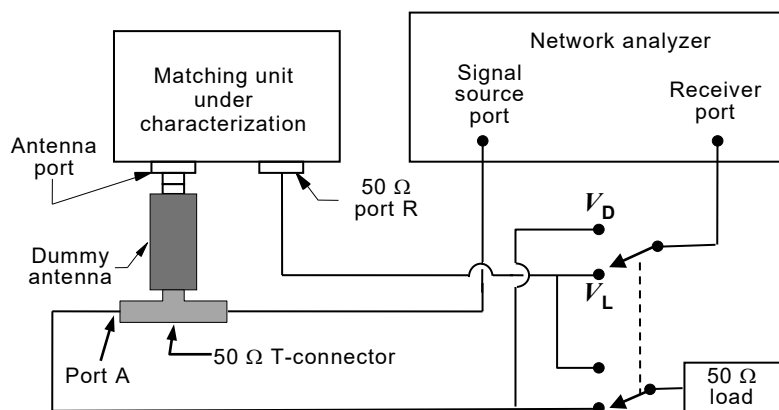
L'antenne fictive spécifiée en 5.1.2.4 est connectée le plus près possible de l'accès d'antenne du système d'adaptation, et le connecteur en T est connecté le plus près possible de l'antenne fictive.

Le conducteur extérieur du connecteur en T doit être relié électriquement au système d'adaptation, si nécessaire au moyen d'une tresse métallique plate de courte longueur. Le système d'adaptation doit être mis à la terre via le conducteur extérieur du câble coaxial relié au récepteur de mesure. Lorsque les affaiblissements de réflexion du récepteur et du générateur de signaux sont élevés, des atténuateurs supplémentaires peuvent ne pas être nécessaires au port d'entrée du récepteur et au port de sortie du générateur.

5.1.2.3.2 Méthode avec analyseur de réseau

La méthode est la suivante:

- Étalonner l'analyseur de réseau à l'aide des câbles à utiliser pour les mesurages.
- Configurer le système d'adaptation à caractériser et les appareils de mesure comme cela est indiqué sur la Figure 1. L'antenne fictive est connectée le plus près possible de l'accès d'antenne et le connecteur en T est connecté le plus près possible de cette même antenne fictive. Les mêmes longueurs et types de câbles sont utilisés entre le port A du connecteur en T et le port V_D , et entre le port R à $50\ \Omega$ et le port V_L . Les mesurages de tension doivent être effectués au port V_D et au port V_L .
- Soustraire le niveau de signal, V_L , en dB(μ V), du niveau de signal, V_D , en dB(μ V), et soustraire L_h (–6 dB pour le fouet d'une longueur de 1 m) afin d'obtenir F_{ac} en dB(m^{-1}), comme cela est indiqué dans l'Équation (2).



IEC

Légende

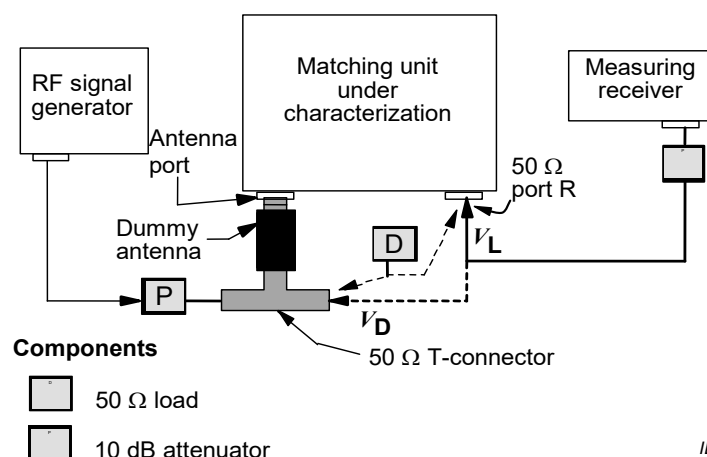
Anglais	Français
Antenna port	Accès d'antenne
Matching unit under characterization	Système d'adaptation caractérisé
Network analyzer	Analyseur de réseau
Signal source port	Port de la source de signal
Receiver port	Port du récepteur
Dummy antenna	Antenne fictive
50 Ω port R	Port R à 50 Ω
50 Ω T-connector	Connecteur en T à 50 Ω
50 Ω load	Charge de 50 Ω
Port A	Port A

**Figure 1 – Montage pour la détermination du facteur AF
au moyen d'un analyseur de réseau**

5.1.2.3.3 Méthode avec récepteur de mesure et générateur de signaux

La méthode est la suivante:

- Configurer le système d'adaptation à caractériser et les appareils de mesure comme cela est indiqué sur la Figure 2.
- Les appareils étant connectés comme cela est indiqué et une terminaison de 50 Ω étant connectée au connecteur en T, mesurer la tension du signal reçu V_L , en dB(μV), au port R à 50 Ω.
- Transférer, en ne modifiant pas la sortie RF du générateur de signaux, la terminaison de 50 Ω vers le port R à 50 Ω et transférer le câble d'entrée du récepteur vers le connecteur en T. Mesurer la tension du signal d'entraînement V_D en dB(μV).
- Soustraire V_L de V_D et soustraire L_h (par exemple, -6 dB pour le fouet d'une longueur de 1 m) afin d'obtenir F_{ac} en dB(m⁻¹) comme cela est indiqué dans l'Équation (2).



Légende

Anglais	Français
Antenna port	Accès d'antenne
Matching unit under characterization	Système d'adaptation caractérisé
RF signal generator	Générateur de signaux RF
Measuring receiver	Récepteur de mesure
Dummy antenna	Antenne fictive
50 Ω port R	Port R à 50 Ω
50 Ω T-connector	Connecteur en T à 50 Ω
50 Ω load	Charge de 50 Ω
10 dB attenuator	Atténuateur à 10 dB
Components	Composants

Figure 2 – Montage pour la détermination du facteur AF au moyen d'un récepteur de mesure et d'un générateur de signaux

5.1.2.4 Considérations concernant les antennes fictives

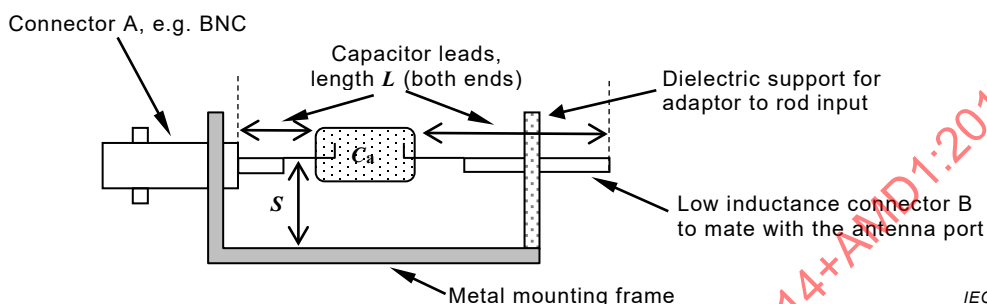
Le facteur principal à prendre en considération dans la conception de l'antenne fictive est la réduction de tout écart de l'impédance RF de ladite antenne, de sorte que la valeur de condensateur calculée soit équivalente au fouet réel lorsque l'antenne se trouve sur un plan de masse de référence infini. Le composant clé de l'antenne fictive est le condensateur, qui doit être monté de manière à limiter le plus possible le risque d'adjonction involontaire d'une impédance quelconque entre le condensateur et le système d'adaptation.

Lorsque le cadre de montage est métallique, le côté qui soutient le connecteur B, illustré à la Figure 3, doit être diélectrique; de plus, le cadre de montage doit être connecté électriquement au système d'adaptation métallique au moyen d'une tresse métallique d'une largeur d'au moins 15 mm afin de garantir une inductance faible; voir NOTE 1 de 5.1.1.

Si le cadre de montage est entièrement diélectrique, le conducteur extérieur du connecteur A doit être connecté de manière similaire au système d'adaptation, au moyen d'une tresse. S'assurer que le connecteur B est éloigné d'au moins 10 mm de toute partie métallique du cadre de montage. Les fils du condensateur doivent être les plus courts possibles afin de réduire l'inductance supplémentaire, mais leur longueur ne doit pas dépasser 8 mm et ils doivent être espacés d'au moins 10 mm de la surface du montage métallique. Il convient également que les câbles de raccordement soient suffisamment éloignés de l'enveloppe de l'adaptateur ou du plan de masse de référence de l'antenne monopôle, afin d'éviter tout couplage capacitif qui déforme la valeur d'impédance calculée de l'adaptateur. Le connecteur

B peut se présenter sous la forme d'un boulon en laiton fileté qui peut être vissé sur l'accès d'antenne du système d'adaptation, comme cela est indiqué sur la Figure 1 et la Figure 2, au point de fixation normal du fouet. Tout réseau d'adaptation intégré à l'antenne fictive doit être évalué pour les affaiblissements associés aux répartiteurs de tension résistive, et ces affaiblissements doivent par ailleurs être pris en compte dans le calcul de F_{ac} .

NOTE Une autre antenne fictive possible, décrite en G.2.6, utilise un circuit résistif pour simuler la longueur de l'antenne monopôle de sorte que $F_{ac} = V_D - V_L$, contrairement à ce qui est indiqué dans l'Équation (2); voir G.2.6. Si l'antenne utilise un fouet télescopique, le fouet est rallongé à la longueur demandée par le client du laboratoire d'étalonnage, ou comme cela est spécifié dans les instructions du fabricant.



Légende

Anglais	Français
Connector A, e.g. BNC	Connecteur A, par exemple, BNC
Capacitor leads, length L (both ends)	Fils du condensateur, longueur L (aux deux extrémités)
Dielectric support for adaptor to rod input	Support diélectrique de l'adaptateur à l'entrée du fouet
Low inductance connector B to mate with the antenna port	Connecteur B à faible inductance à conjuguer avec l'accès d'antenne
Metal mounting frame	Cadre de montage métallique

Légende

- C_a capacité de l'antenne calculée à partir de l'Équation (4), tolérance de 5 %; un condensateur au mica argenté est recommandé;
- S dégagement des fils, 5 mm à 10 mm (10 mm de toutes les surfaces s'il s'agit d'un coffret fermé);
- L longueur des fils aussi courte que possible, longueur totale ne dépassant pas 40mm, y les deux fils du condensateur et la longueur du connecteur B.

Figure 3 – Exemple de montage d'un condensateur dans l'antenne fictive

5.1.2.5 Évaluation de l'incertitude pour l'étalonnage ECSM

Cette évaluation de l'incertitude s'applique à l'étalonnage ECSM dans la gamme comprise entre 9 kHz et 30 MHz pour des antennes monopôles dont les fouets ont une longueur inférieure à 1,1 m. Voir l'Annexe G et [65] pour une analyse détaillée. Le facteur d'antenne ECSM s'applique au cas dans lequel le sommet du système d'adaptation est situé au-dessous d'un plan de masse de référence suffisamment grand et est en contact électrique avec lui, seul le fouet dépassant du plan de masse de référence. Cependant, dans l'usage courant des antennes monopôles, la base du système d'adaptation repose sur le plan de masse de référence et est en contact électrique avec lui, auquel cas l'AF de l'antenne dans son ensemble est inférieur à celui calculé au moyen de l'Équation (2).

NOTE 1 L'AF dépend des dimensions du système d'adaptation, notamment la hauteur, et peut être calculé de manière approchée en utilisant une hauteur effective calculée pour la longueur du fouet augmentée de la demi-hauteur du système d'adaptation. Pour une antenne monopôle de 1,0 m dont la hauteur de boîtier est de 0,1 m, la réduction du facteur AF est de 0,8 dB environ.

NOTE 2 Un changement subit de comportement est courant aux extrémités d'une gamme de fréquences spécifiée pour les dispositifs à large bande, et l'extension de la gamme à chacune de ces extrémités au-delà d'une gamme allant de 9 kHz à 30 MHz, par exemple, 100 Hz à 35 MHz, donne des informations utiles concernant l'incertitude et la reproductibilité de F_a aux extrémités de la gamme spécifiée.

L'Équation (2) implique que le facteur d'antenne donné par la méthode ECSM est fortement affecté par divers paramètres qui influent sur les deux mesurages de tension pour V_D et V_L , ainsi que par l'écart du facteur de correction L_h par rapport à sa valeur prévue. Un développement de Taylor de premier degré de l'Équation (2) concernant les valeurs prévues des paramètres donne:

$$F_{ac} = (V_D + \delta V_{D\text{mes}} + \delta V_{D\text{désadaptation}}) - (V_L + \delta V_{L\text{mes}} + \delta V_{L\text{désadaptation}} + \delta V_{L C_a} + \delta V_{L\text{amp}}) - (L_h + \delta L_{L_h}) \quad (7)$$

où

$$\delta V_{D,L\text{mes}} = \delta V_{D,L\text{linéaire}} + \delta V_{D,L\text{res}} \quad (8)$$

et $\delta V_{D\text{mes}}$ et $\delta V_{L\text{mes}}$ représentent les effets des caractéristiques du récepteur de mesure, respectivement sur les valeurs mesurées V_D et V_L . Les caractéristiques importantes sont la linéarité et la résolution, et leurs effets respectifs sont désignés par $\delta V_{D,L\text{linéaire}}$ et $\delta V_{D,L\text{res}}$. Les termes $\delta V_{D\text{désadaptation}}$ et $\delta V_{L\text{désadaptation}}$ représentent les changements provoqués respectivement au niveau des valeurs V_D et V_L par une désadaptation de la connexion du câble, comme cela est expliqué succinctement en 6.2.2. Les termes $\delta V_{L C_a}$ et $\delta V_{L\text{amp}}$ représentent respectivement les résultats de faibles variations de la capacité de l'antenne C_a et du gain de l'amplificateur du système d'adaptation, lorsqu'il est présent. Le terme δL_{L_h} représente l'effet sur le facteur de correction de hauteur L_h dû à l'écart de la hauteur effective de l'antenne par rapport à sa valeur prévue.

Lorsqu'un VNA est utilisé, comme à la Figure 1, la valeur de $\Delta V = V_D - V_L$ en dB est mesurée directement et en une seule fois, auquel cas l'Équation (7) peut être simplifiée sous la forme

$$F_{ac} = (\Delta V + \delta V_{\Delta\text{mes}} + \delta V_{D\text{désadaptation}} - \delta V_{L\text{désadaptation}} - \delta V_{L C_a} - \delta V_{L\text{amp}}) - (L_h + \delta L_{L_h}) \quad (9)$$

où

$$\delta V_{\Delta\text{mes}} = \delta V_{\Delta\text{bruit}} + \delta V_{\Delta\text{linéaire}} + \delta V_{\Delta\text{res}} \quad (10)$$

Dans l'Équation (10), $\delta V_{\Delta\text{mes}}$ représente l'effet des caractéristiques du VNA sur la valeur mesurée ΔV . Les contributions à l'incertitude attribuées au bruit et à la linéarité peuvent être combinées et indiquées comme étant l'incertitude pour les mesurages $|S_{21}|$ sur une fiche technique de l'analyseur de réseau.

Dans les termes de l'Équation (9), les composantes de l'incertitude et les valeurs d'exemple sont présentées dans le Tableau 4. Toutes les composantes ont un coefficient de sensibilité unitaire. Il est supposé que seul le fouet dépasse du plan de masse de référence. Habituellement, l'incertitude attribuée à la résolution du VNA peut être ignorée par comparaison avec d'autres composantes. La tolérance sur la valeur de C_a peut être celle du fabricant, C_a pouvant aussi, aux fréquences inférieures à 1 MHz, être mesurée à partir de la pente de $|S_{11}|$ selon la fréquence.

Bien qu'il soit possible d'analyser l'incertitude au-delà d'une fréquence de 10 MHz en tant que composante distincte, il est beaucoup plus pratique d'indiquer une seule incertitude pour la gamme complète. Pour les antennes monopôles d'une longueur de 1 m, l'augmentation de l'incertitude au-delà de 10 MHz n'est pas importante, mais la différence peut être très

importante pour d'autres modèles d'antenne. Dans de tels cas, il convient que l'utilisateur évalue les incertitudes les plus appropriées.

Tableau 4 – Exemple de budget d'incertitude de mesure pour le F_{ac} d'une antenne monopôle étalonnée par la méthode ECSM à l'aide de l'Équation (9)

Source d'incertitude ou grandeur X_i	Valeur dB	Loi de probabilité	Diviseur	Sensibilité	u_i dB	Note ^a
Caractéristiques du VNA qui affectent les mesurages $ S_{21} $	0,07	Normale	2	1	0,04	N1)
Désadaptation du mesurage de V_D	0,27	en U	$\sqrt{2}$	1	0,19	N2)
Désadaptation du mesurage de V_L	0,27	en U	$\sqrt{2}$	1	0,19	N2)
Précision de la capacité C_a : par exemple, $\pm 1,3$ pF dans 11 pF	1,09	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	0,62	N3)
Stabilité du gain de l'amplificateur	0,05	Normale	1	1	0,05	N4)
Précision de la hauteur effective, 4 %	0,34	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	0,20	N5)
Répétabilité de mesure ΔV	0,02	Normale	1	1	0,02	N6)
Incertitude-type composée, u_c					0,71	N7)
Incertitude élargie, U ($k = 2$) ^b					1,42	
^a Les notes numérotées apparaissent telles que mentionnées par les articles numérotés en E.2. ^b Si les principales composantes de l'incertitude présentées dans ce tableau ne suivent pas une fonction de distribution normale, il convient d'évaluer l'incertitude élargie au moyen d'une simulation informatisée telle que la méthode de Monte-Carlo. Toutefois, ce tableau présente l'incertitude-type composée donnée par le calcul RSS, dans la mesure où certains laboratoires d'étalonnage peuvent ne pas effectuer de manière habituelle des simulations au moyen de la méthode de Monte-Carlo.						

5.2 Étalonnage des antennes boucles

5.2.1 Généralités

Les antennes boucles utilisées pour les mesurages des perturbations rayonnées CEM dans la gamme de fréquences comprise entre 9 kHz et 30 MHz ont généralement un diamètre de 0,6 m au plus. Elles sont habituellement montées sur un coffret de petites dimensions contenant des réseaux d'adaptation et d'accord, certains modèles d'antenne boucle comportant même un amplificateur. Il est nécessaire de connaître le facteur de champ magnétique d'antenne pour mesurer l'intensité de champ magnétique RF à l'aide d'une antenne boucle.

Plusieurs techniques ont été élaborées pour l'étalonnage des antennes boucles ou pour le mesurage du facteur d'antenne de champ magnétique [74]. La référence [18] donne une présentation générale utile. La référence [15] donne une version simplifiée de la méthode de champ normalisé (SFM) ([32] et [16]) et la méthode TAM est décrite en [35]. Le présent paragraphe et l'Annexe H spécifient les méthodes d'étalonnage acceptables des antennes boucles.

La méthode TAM et la méthode des cellules TEM donnent une incertitude type du facteur d'antenne mesuré d'environ $\pm 0,5$ dB, alors que l'application de la méthode des cellules TEM est limitée à la plage de fréquences sous la première fréquence de résonance de la cellule TEM.

La méthode de la sonde de courant (CPM) [15] est une méthode SFM améliorée reposant sur la norme IEEE 291 [32]. Dans la méthode d'origine, le courant qui circule dans l'antenne boucle d'émission était mesuré à l'aide d'un couple thermoélectrique sous vide RF intégré dans l'élément de boucle. Toutefois, un couple thermoélectrique est en général petit et fragile, il se révèle donc inadapté à une utilisation dans le cadre de mesurages d'étalonnage de routine.

La méthode de la bobine d'Helmholtz [34], classée comme une méthode SFM, est exacte à 0,7 % (0,06 dB) jusqu'à 150 kHz, et meilleure que $\pm 0,5$ dB jusqu'à 10 MHz (voir l'Annexe H), mais sa plage de fréquences applicable dépend de la taille de bobine.

Un rapport signal/bruit {du récepteur} d'au moins 34 dB est nécessaire pour obtenir de faibles incertitudes de mesure, si un analyseur de réseau vectoriel (VNA) est utilisé comme cela est indiqué en 6.2.4. De plus, il est important d'associer des atténuateurs à l'antenne boucle d'émission et à l'antenne boucle de réception afin de réduire les incertitudes de désadaptation si un générateur de signaux et un récepteur sont utilisés. Lors de l'étalonnage de l'antenne boucle dans les conditions en espace libre, il convient que la distance entre l'antenne d'émission ou l'antenne de réception et des objets réfléchissants à proximité, y compris un plan de masse métallique, soit supérieure à 1,3 m. La distance d'isolement dans l'air exigée dépend également de l'espacement entre les antennes.

5.2.2 Méthode des cellules TEM (Crawford)

5.2.2.1 Méthode de mesure

Les cellules TEM sont entièrement blindées et prévues pour ne pas émettre d'énergie susceptible de représenter un danger pour le personnel ou de générer des interférences avec du matériel électronique situé à proximité. La cellule TEM de base est une section de ligne de transmission à deux conducteurs fonctionnant en mode transverse électromagnétique (TEM – transverse electromagnetic mode), d'où l'appellation [34].

Dans une cellule TEM, l'intensité de champ au point milieu entre le conducteur central (cloison) et le conducteur extérieur peut être calculée à partir de:

$$E = \frac{V}{b} = \frac{\sqrt{P_{\text{net}} Z_0}}{b} \quad (11)$$

$$H = \frac{E}{377 \Omega} \quad (12)$$

où

E est l'intensité de champ électrique, en V/m;

H est l'intensité de champ magnétique, en A/m;

V est la tension au port d'entrée ou de sortie de la cellule TEM, en V;

Z_0 est la partie réelle de l'impédance caractéristique de la cellule TEM, en Ω ;

P_{net} est la puissance nette à l'entrée de la cellule TEM, en W;

b est la distance entre la paroi supérieure et la plaque centrale (cloison), en m.

Ces équations d'intensité de champ s'appliquent uniquement au point milieu dans le cas d'une cellule TEM à adaptation appropriée, et une variation importante est observée à plus petite ou à plus grande distance de la cloison. Dans la zone de la boucle, l'intensité de champ moyenne est toutefois proche de l'intensité de champ au centre. L'augmentation de la fréquence contribue à générer des modes d'ordre élevé au-delà d'une fréquence donnée. L'étalonnage doit être effectué uniquement avant le début de la première résonance de cellule, qui peut être identifiée par une variation très importante de champ détectée par une sonde placée à l'intérieur de la cellule TEM. Le chargement de la cellule peut contribuer à la variation de la fréquence de résonance et il est recommandé d'utiliser la cellule bien en deçà

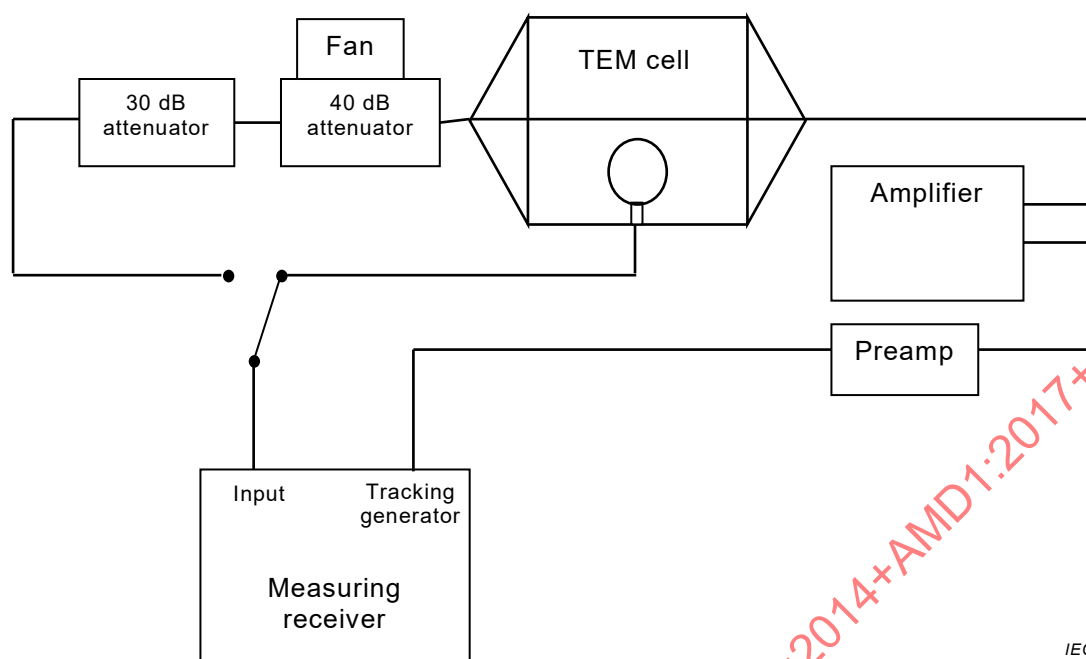
de la fréquence de résonance, c'est-à-dire parfois bien en deçà de la fréquence maximale spécifiée par le fabricant.

NOTE Il est supposé que l'impédance caractéristique du système est de $50\ \Omega$, mais l'impédance de la cellule TEM située à l'emplacement de la boucle et chargée avec celle-ci peut être différente de 2 % environ. L'incertitude associée à Z_0 au centre de la cellule chargée peut être réduite par le mesurage de l'impédance en ce point et par l'intégration de cette valeur dans l'Équation (11). L'impédance peut être mesurée à l'aide d'un réflectomètre temporel.

Un montage type est représenté sur la Figure 4. Des blocs de mousse de polystyrène peuvent être utilisés pour maintenir la boucle entre les plaques; ceci a pour fonction principale d'isoler la base de la boucle de la surface conductrice de la cellule TEM. Pour qu'une boucle passive émette un signal de sortie suffisant, il est nécessaire d'utiliser un amplificateur afin d'obtenir une intensité de champ suffisamment élevée dans la cellule TEM. L'étalonnage du champ s'effectue tout d'abord par la commutation de la ligne directe, via des atténuateurs, avec le récepteur de mesure, puis par la commutation de la sortie de boucle avec ce même récepteur. Un amplificateur n'est pas nécessaire pour une boucle active, dont le montage est représenté sur la Figure 5. Dans le cas d'un modèle particulier d'antenne boucle dont le module amplificateur est situé au niveau du trépied, il suffit de diminuer la hauteur de la boucle en la faisant passer par une ouverture ménagée dans la plaque supérieure (conducteur extérieur) de la cellule pour que le trépied reste à l'extérieur de la cellule. La partie métallique qui dépasse ne doit pas toucher le conducteur extérieur de la cellule. Il est plus facile d'accéder aux raccordements à cette boucle par le haut. Sur d'autres modèles d'antennes boucles, il peut être possible de placer l'antenne entière dans la cellule, sur la plaque inférieure, comme le montre la Figure 4, ou sur la plaque centrale. L'acheminement du câble situé dans la partie supérieure ou latérale de la cellule TEM est d'un effet négligeable sous réserve que ce câble soit pourvu d'un blindage de bonne qualité.

Seules les boucles protégées contre la composante électrique d'une onde TEM peuvent être étalonnées à l'aide d'une cellule TEM. Lorsque la boucle n'est pas blindée et si les deux moitiés (demi-cercles dont le diamètre passe par le connecteur d'entrée) de la boucle ne présentent pas une symétrie parfaite, cette même boucle réagit à la composante électrique du champ électromagnétique. L'efficacité du blindage peut être vérifiée par un essai de rotation de la boucle selon un angle de 180° sur son axe vertical, ce qui entraîne un changement de phase de 180° entre les champs électriques et les champs magnétiques de récupération; il convient d'intégrer toute variation du signal de sortie dans le budget d'incertitude de mesure. Il s'agit de la composante de "réjection de champ électrique" décrite dans le Tableau 5.

Pour tirer le meilleur parti de l'écartement entre les plaques de la cellule TEM, il est possible, par exemple, d'étalonner des boucles d'un diamètre de 0,63 m environ situées dans une cellule TEM où la séparation entre plaques (c'est-à-dire la hauteur de cloison) est de 0,915 m.

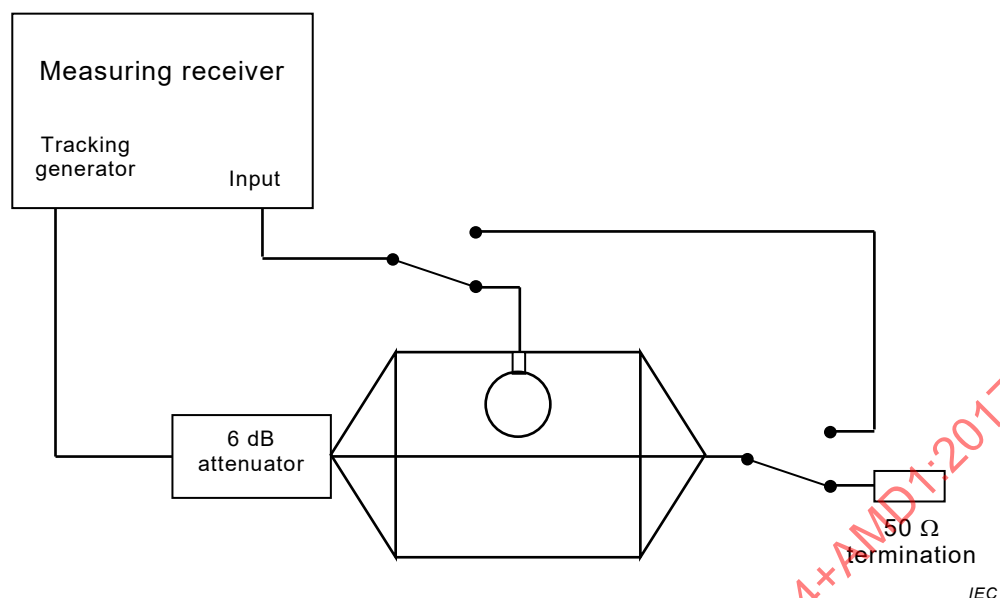


IEC

Légende

Anglais	Français
30 dB attenuator	Atténuateur 30 dB
40 dB attenuator	Atténuateur 40 dB
Fan	ventilateur
TEM cell	Cellule TEM
Amplifier	Amplificateur
Preamp	Préamplificateur
Input	Entrée
Tracking generator	Générateur de poursuite
Measuring receiver	Récepteur de mesure

Figure 4 – Schéma de principe d'un montage à cellules TEM pour antennes boucles passives



Légende

Anglais	Français
6 dB attenuator	Atténuateur 6 dB
Input	Entrée
Tracking generator	Générateur de poursuite
Measuring receiver	Récepteur de mesure
50 Ω termination	Terminaison de 50 Ω

Figure 5 – Schéma de principe d'un montage à cellules TEM pour antennes boucles actives

5.2.2.2 Incertitudes

Le Tableau 5 fournit un exemple de budget d'incertitude de mesure du facteur d'antenne de champ magnétique aux fréquences supérieures à 9 kHz. L'incertitude de mesure d'une boucle en essai dépend principalement du rapport entre la hauteur de cloison et la taille de la boucle. Des incertitudes de mesure inférieures à 1 dB sont réalisables pour des petites boucles de grandes cellules, mais elles peuvent empirer pour des boucles d'une taille supérieure aux deux tiers de la hauteur de cloison.

**Tableau 5 – Exemple de budget d'incertitude de mesure pour F_{aH}
d'une antenne boucle mesuré dans une cellule TEM**

Source d'incertitude ou grandeur X_i	Valeur dB	Loi de probabilité	Diviseur	Sensibilité	U_i , dB	Note
Impédance de lignes cellulaires	0,17	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	0,10	-
Uniformité de champ	0,25	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	0,14	-
Hauteur de cloison	0,02	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	0,01	-
Sensibilité du récepteur ^a	0,1	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	0,06	-
Linéarité du récepteur	0,30	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	0,17	-
Résolution du récepteur de 0,1 dB	0,05	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	0,03	-
Stabilité du système	0,10	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	0,06	-
Réjection du champ électrique	0,10	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	0,06	-
Affaiblissement du câble	0,10	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	0,06	-
Réflexions de charge	0,34	en U	$\sqrt{2}$	1	0,24	-
Atténuateurs	0,14	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	0,08	-
Désadaptation	0,18	en U	$\sqrt{2}$	1	0,13	-
Positionnement de la boucle	0,10	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	0,06	-
Incertitude-type composée, u_C					0,42	-
Incertitude élargie, U ($k = 2$)					0,84	-

^a Pour la sensibilité du récepteur, se reporter à 6.2.4 et A.8.1. Lorsque le rapport signal/bruit est supérieur à 17 dB (détection moyenne), l'influence est inférieure à 0,1 dB.

5.2.3 Méthode à trois antennes (TAM)

5.2.3.1 Généralités

L'étalonnage d'antenne à l'aide de la méthode TAM exige trois antennes (numérotées 1, 2 et 3) pour constituer trois paires d'antennes. Une connaissance préalable de l'AF de l'une quelconque des trois antennes n'est pas nécessaire avec la méthode TAM (voir également 4.3.3 concernant la méthode TAM).

La SIL pour l'étalonnage d'antenne est généralement mesurée avec un analyseur de réseau étalonné, afin de réduire les erreurs de désadaptation qui peuvent se produire entre l'accès de sortie du signal et l'antenne boucle d'émission, et entre l'accès de réception de signal et l'antenne boucle de réception. En variante, une combinaison d'un générateur de signaux/de poursuite et d'un récepteur de mesure peut être utilisée, auquel cas des atténuateurs de rembourrage doivent réduire les ondes stationnaires sur les câbles.

Différente des étalonnages TAM au-dessus de 30 MHz, qui reposent sur l'équation de transmission de Friis, la méthode TAM pour les étalonnages d'antenne boucle repose sur la formule d'inductance mutuelle de Neumann modifiée [75], qui est approximativement exprimée par formule dite de Greene [70].

La distance de séparation entre l'antenne d'émission et l'antenne de réception doit être réduite comparée à la distance avec l'environnement. Par conséquent, le couplage entre les antennes est augmenté le plus possible, alors que le couplage entre les environnements est réduit le plus possible. Aucun critère particulier de validation d'emplacement n'est exigé, mais les influences de l'emplacement sur les résultats du facteur d'antenne champ magnétique doivent être estimées (voir 5.2.3.2).

5.2.3.2 Procédure d'étalonnage

Pour les paires d'antennes alignées de manière coaxiale (voir la Figure 21), la perte d'insertion de l'emplacement, $A_i(i,j)$, entre l'antenne i et l'antenne j est mesurée dans un environnement en espace libre [35] et est décrite par l'Équation (61).

$$A_i(i,j) = F_{aH}(i) + F_{aH}(j) + 45,9 + 20\lg(f_{MHz}) - 20\lg[K(i,j)] \text{ en dB} \quad (61)$$

À partir des données relatives à $A_i(i,j)$ pour les trois paires d'antennes, les facteurs d'antenne champ magnétique F_{aH} de chaque antenne peuvent être déterminés à l'aide des Équations (62).

$$\begin{aligned} F_{aH}(1) &= \frac{1}{2} [-45,9 - 20\lg f_{MHz} + A_i(1,2) + A_i(1,3) - A_i(2,3) + K(1,2) + K(1,3) - K(2,3)] \\ F_{aH}(2) &= \frac{1}{2} [-45,9 - 20\lg f_{MHz} + A_i(1,2) - A_i(1,3) + A_i(2,3) + K(1,2) - K(1,3) + K(2,3)] \text{ en dB(S/m)} \\ F_{aH}(3) &= \frac{1}{2} [-45,9 - 20\lg f_{MHz} - A_i(1,2) + A_i(1,3) + A_i(2,3) - K(1,2) + K(1,3) + K(2,3)] \end{aligned} \quad (62)$$

où

f_{MHz} est la fréquence en MHz;

$A_i(i,j)$ est la SIL entre l'antenne i et l'antenne j . Lorsqu'elle est mesurée à l'aide d'un analyseur de réseau, la perte d'insertion de l'emplacement est donnée par l'Équation (63)

$$A_i(i,j) = -20\lg|S_{21}(i,j)| \text{ en dB} \quad (63)$$

$K(i,j)$ est la fonction présentée dans l'Équation (64), reposant sur une équation de Neumann modifiée pour la paire d'antennes (i,j)

$$K(i,j) = 20\lg \left(\frac{1}{4\pi S_i S_j} \left| \oint_{C_j} \oint_{C_i} \frac{e^{-j\beta R}}{R} ds_i \cdot ds_j \right| \right) \text{ en dB(m}^{-3}\text{)} \quad (64)$$

et

S_i, S_j sont les surfaces géométriques ($r^2\pi$) en m² des antennes i et j , respectivement;

C_i, C_j sont les courbes fermées qui entourent l'élément de boucle des antennes i et j , respectivement;

ds_i, ds_j sont les vecteurs de segments infinitésimaux des éléments de boucle des antennes i et j , respectivement;

R est la distance, en m, entre les segments ds_i et ds_j .

Si les trois antennes boucles sont des cercles vrais et qu'une distribution de courant homogène le long de chaque boucle est prise pour hypothèse, l'Équation (64) peut être exprimée approximativement sous la forme suivante:

$$K(i, j) = 20 \lg \left(\frac{\sqrt{1 + \beta^2 R_0^2(i, j)}}{2\pi R_0^3(i, j)} \left[1 + \frac{15}{8} \left(\frac{r_i r_j}{R_0^2(i, j)} \right)^2 + \frac{315}{64} \left(\frac{r_i r_j}{R_0^2(i, j)} \right)^4 \right] \right) \text{ en dB(m}^{-3}\text{)} \quad (65)$$

L'Équation (65) est appelée formule de Greene [70], où

$$R_0(i, j) = \sqrt{d_{ij}^2 + r_i^2 + r_j^2} \text{ en m} \quad (66)$$

r_i, r_j sont les rayons, en m, des antennes i et j , respectivement;

d_{ij} est la distance, en m, entre les centres de boucles des antennes i et j ;

β est le nombre d'ondes ($=2\pi/\lambda$) en m^{-1} .

L'Équation (65) est valable à condition que $\beta R_0(i, j) \leq 1,0$ et $r_i r_j / R_0^2(i, j) \leq 1/16$. L'Équation (64) et l'Équation (65) peuvent être satisfaites si la distribution de courant sur les deux antennes boucles est uniforme. Pour étalonner les antennes boucles avec exactitude, le rayon de l'antenne boucle utilisée comme boucle d'émission doit être dans les limites déduites. Par exemple, le Tableau 15 présente des combinaisons pertinentes pour r_i , r_j , et d_{ij} , et indique l'erreur de la formule de Greene à la fréquence la plus élevée de 30 MHz. L'influence de la fréquence de l'erreur est représentée à la Figure 22. Il convient de choisir la distance entre les centres de boucle entre une paire d'antennes, d_{ij} , de manière à satisfaire les conditions, et doit être aussi petite que possible pour réduire le plus possible les influences de l'environnement. Il convient de noter que les autres termes d'incertitude, tels que l'incertitude de positionnement, augmentent au fur et à mesure de la diminution de la séparation.

Une estimation de l'influence d'un plan de masse avec différentes distances de séparation de boucle d_{ij} comprises entre 0,1 m et 1,0 m est donnée à la Figure 23. La Figure 23 est obtenue en normalisant les SIL entre deux antennes boucles de 60 cm de diamètre placées 1,3 m et 2,5 m au-dessus d'un plan de masse en fonction des SIL en espace libre. Un OATS ou une SAC peut être utilisé(e) comme emplacement d'essai pour l'étalonnage, dont l'influence particulière doit être prise en considération pour l'estimation de l'incertitude de mesure d'étalonnage. L'influence du plan de masse dépend également de la position des fentes d'alimentation des deux antennes boucles.

En variante aux Équations (62), les Équations (67) peuvent être utilisées, lesquelles reposent sur une approche de simulation numérique. L'approche de simulation numérique présente l'avantage de prendre en compte la distribution de courant hétérogène. Les conditions exigées pour l'application de la formule de Greene ne s'appliquent pas pour l'approche de simulation numérique. Il n'est pas nécessaire de tenir compte de l'erreur donnée dans le Tableau 15.

$$\begin{aligned} F_{aH}(1) &= \frac{1}{2} [A_i(1,2) + A_i(1,3) - A_i(2,3) - A_N(1,2) - A_N(1,3) + A_N(2,3)] \\ F_{aH}(2) &= \frac{1}{2} [A_i(1,2) - A_i(1,3) + A_i(2,3) - A_N(1,2) + A_N(1,3) - A_N(2,3)] \text{ en dB(S/m)} \\ F_{aH}(3) &= \frac{1}{2} [-A_i(1,2) + A_i(1,3) + A_i(2,3) + A_N(1,2) - A_N(1,3) - A_N(2,3)] \end{aligned} \quad (67)$$

où

$A_i(i,j)$ est la SIL entre l'antenne i et l'antenne j . Lorsqu'elle est mesurée à l'aide d'un analyseur de réseau, la perte d'insertion de l'emplacement est donnée par l'Équation (63).

$A_N(i,j)$ est la perte d'insertion normalisée de l'emplacement (NSIL – normalized site insertion loss) calculée par le NEC. La même configuration de boucle doit être utilisée pour la simulation et l'étalonnage. Il est prévu que des informations supplémentaires relatives au calcul de l'atténuation de l'emplacement normalisée dans les prochaines éditions de la CISPR 16-1-4³

La formule de Greene ne s'applique pas si les antennes ne sont pas de forme circulaire. Pour les formes carrées, il est envisageable de modifier l'Équation (65) par un facteur de correction pour r_i ou r_j où

$$r_i = 1,13(s_i/2) \text{ et } r_j = 1,13(s_j/2) \quad (68)$$

r_i, r_j sont les rayons, en m, des antennes i et j , respectivement;

s_i, s_j sont les longueurs latérales, en m, des boucles carrées i et j , respectivement.

Pour obtenir $K(i,j)$ avec exactitude pour des boucles carrées ou obtenir $K(i,j)$ pour d'autres formes d'antenne boucle, il convient de calculer $K(i,j)$ selon l'Équation (64) à l'aide d'une intégration numérique.

L'exactitude de la formule de Greene est estimée en calculant la différence selon l'Équation (69) entre le facteur d'antenne champ magnétique déterminé par l'application de la formule de Greene et le facteur d'antenne champ magnétique déterminé par simulation numérique. L'exactitude de la formule intégrale de l'Équation (64) est estimée en calculant la différence selon l'Équation (71) entre le facteur d'antenne champ magnétique déterminé par l'application de la formule intégrale et le facteur d'antenne champ magnétique déterminé par simulation numérique. Les résultats sont représentés à la Figure 22, dans laquelle une exactitude diminuée à l'extrémité supérieure de fréquence peut être observée.

$$\Delta F_{aH,G} = F_{aH,G} - F_{aH,num} \quad (69)$$

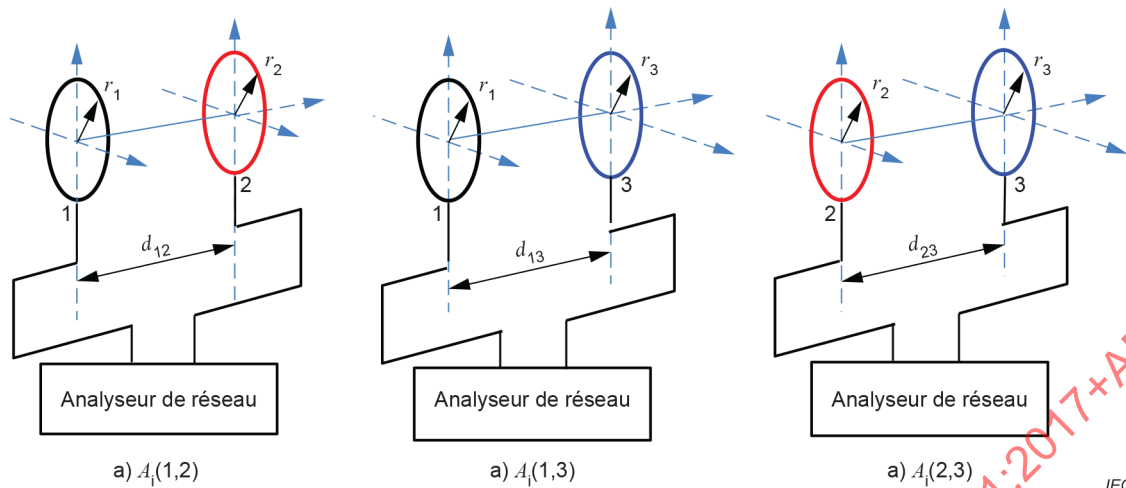
$$\Delta F_{aH,I} = F_{aH,I} - F_{aH,num} \quad (70)$$

$F_{aH,G}$ est le facteur d'antenne champ magnétique déterminé par l'application de la formule de Greene,

$F_{aH,I}$ est le facteur d'antenne champ magnétique déterminé par l'application de la formule intégrale;

$F_{aH,num}$ est le facteur d'antenne champ magnétique déterminé par simulation numérique.

3 Comme cela est indiqué, par exemple, en 10.6 de la CIS/A/1240/RM, un projet est en cours pour amender la CISPR 16-1-4 et inclure la validation de l'emplacement sous 30 MHz. Au moment de l'élaboration du présent FDIS, les documents les plus récents concernant ce projet sont le CIS/A/1323/CDV et le CIS/A/1288/CC.



NOTE Les points d'alimentation peuvent être placés au sommet des antennes boucles.

Figure 21 – Dispositions de paires d'antennes boucles pour la méthode des trois antennes

Tableau 15 – Exemples d'utilisation valable de l'Équation (65)

Rayon de boucle r_i [m]	Rayon de boucle r_j [m]	Distance d_{ij} [m]	$\beta R_0(i, j)$	$r_i r_j / R_0^2(i, j)$	Erreur due à une distribution de courant non constante à 30 MHz [dB]
0,05	0,3	0,39	0,31	0,061 3	0,13
0,15	0,3	0,78	0,53	0,062 4	0,33
0,05	0,15	0,31	0,22	0,061 9	0,07
0,15	0,15	0,57	0,38	0,060 8	0,18
0,05 (NOTE 1)	0,05	0,2	0,13	0,055 6	0,05
0,3 (NOTE 2)	0,3	1,2	0,8	0,055 6	0,53

NOTE 1 Si les deux rayons de boucle sont très petits, l'exactitude de la formule de Greene est excellente, avec une erreur de seulement 0,05 dB.

NOTE 2 Si une antenne d'émission ainsi qu'une antenne de réception de rayon important sont utilisées, l'effet de la distribution de courant hétérogène peut donner lieu à une erreur relativement importante de 0,53 dB.

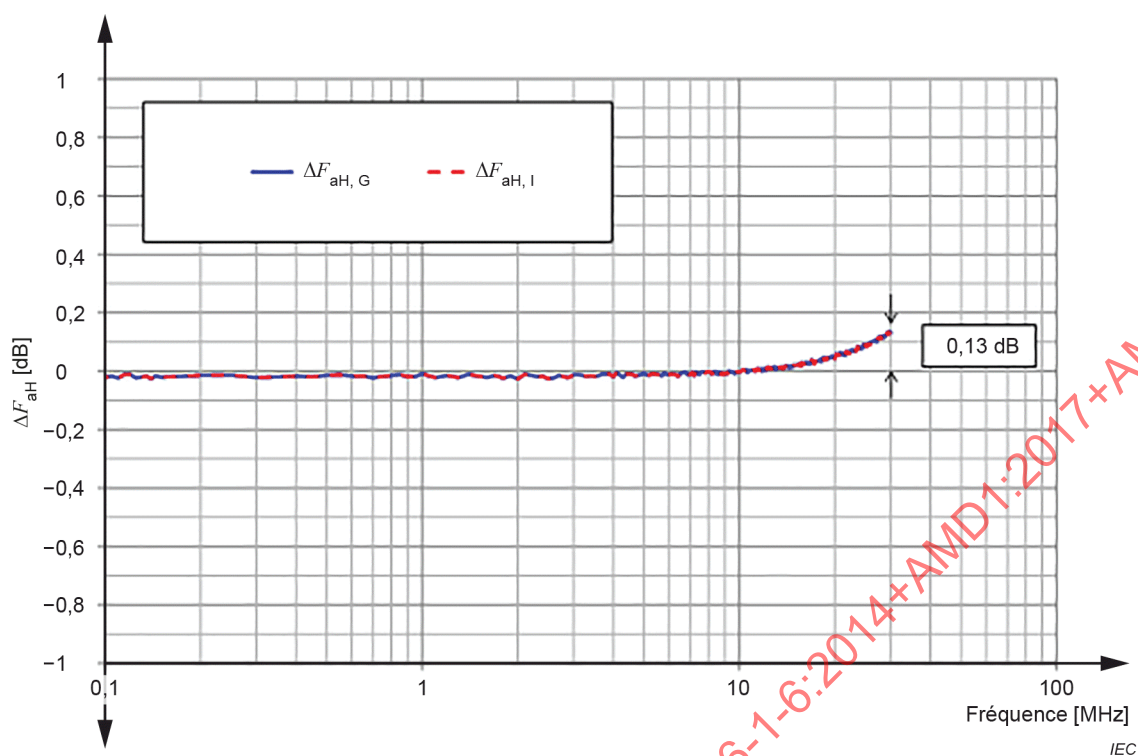
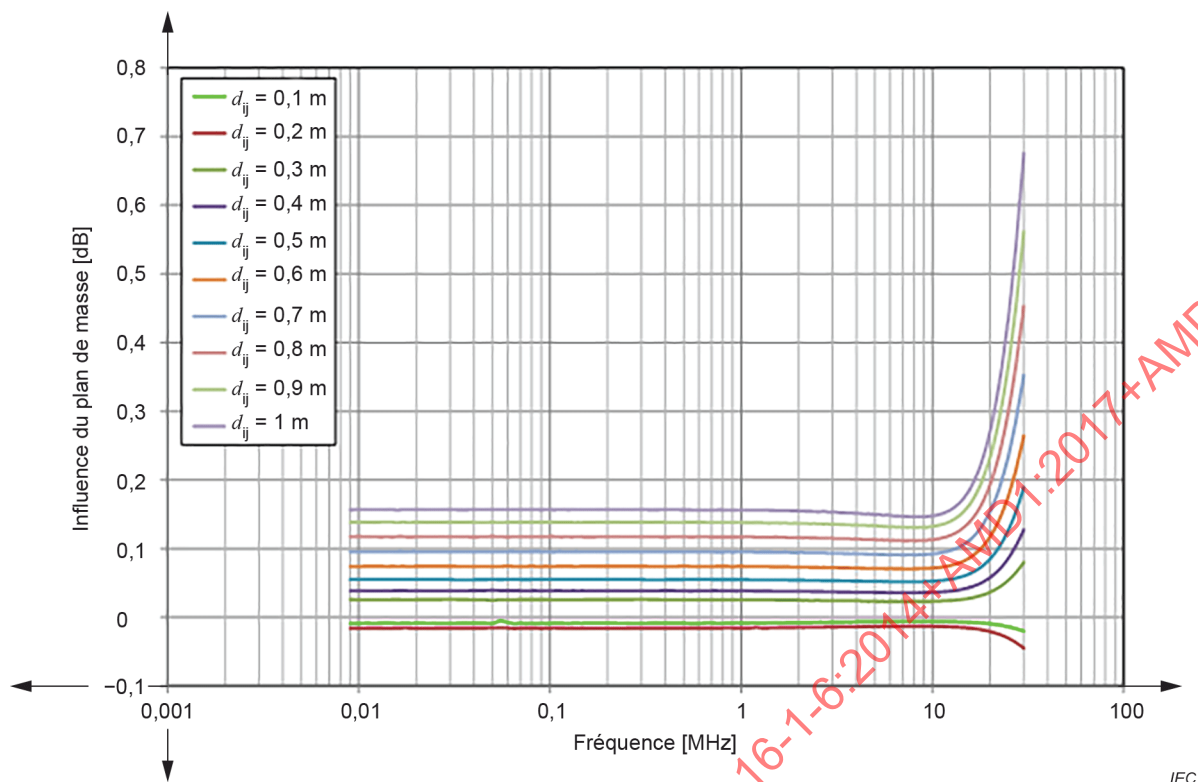
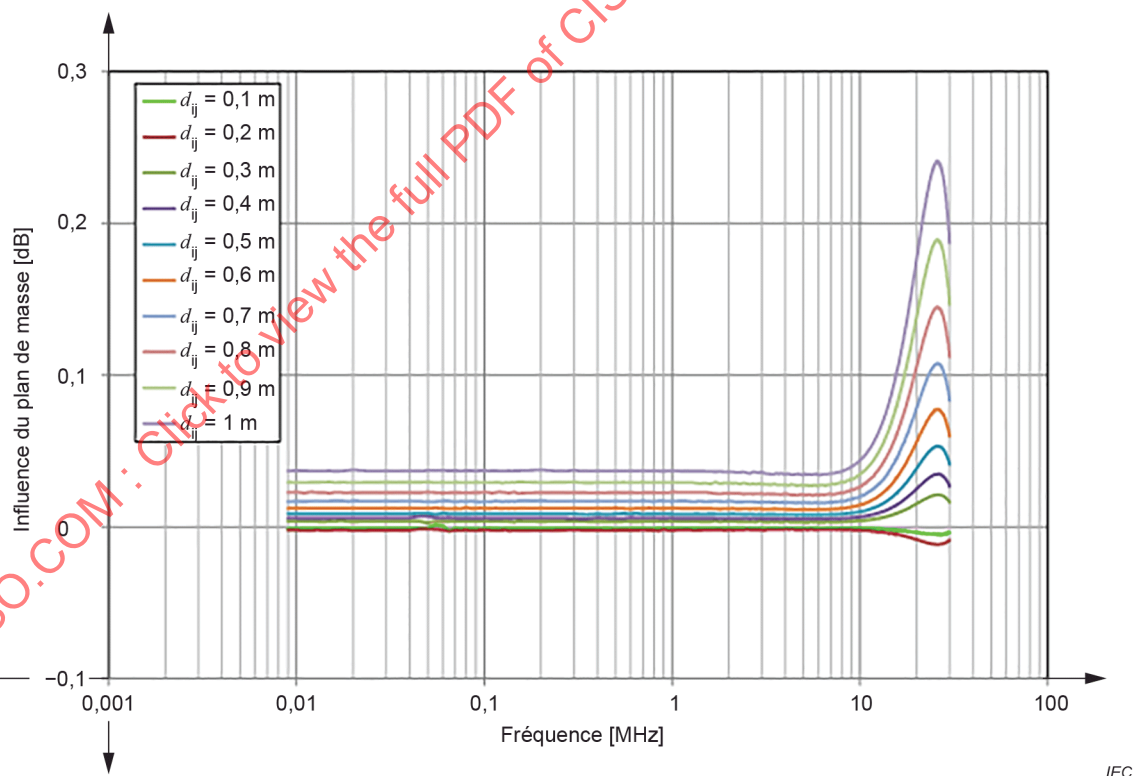


Figure 22 – Exactitude de la formule de Greene et de la formule intégrale par rapport à la fréquence pour $r_i = 0,05$ m, $r_j = 0,3$ m, et $d = 0,39$ m



a) 1,3 m au-dessus du plan de masse



b) 2,5 m au-dessus du plan de masse

**Figure 23 – Exemples de l'influence du plan de masse
sur la SIL en condition d'espace libre**

5.2.3.3 Incertitudes de mesure pour les résultats d'étalonnage TAM

Un exemple de budget d'incertitude estimé pour les résultats F_{aH} d'étalonnage TAM à 30 MHz est présenté dans le Tableau 16 et dans le Tableau 18. Les incertitudes types composées pour les résultats de SIL $A_i(i,j)$ et le paramètre de configuration $K(i,j)$ sont utilisés en entrées pour l'incertitude élargie F_{aH} du Tableau 18.

L'incertitude élargie des résultats de mesure F_{aH} dépend largement de la taille de l'AUC, car $K(i,j)$ selon l'Équation (65) est une fonction de la distance de séparation, des rayons des deux antennes boucles et du défaut d'alignement.

La Figure 24 représente les définitions des paramètres utilisés dans l'évaluation d'incertitude pour $K(i,j)$:

- défaut d'alignement sur l'axe x , incertitude de m (non représenté à la Figure 24);
- défaut d'alignement sur l'axe y , incertitude de d_{ij} ;
- défaut d'alignement sur l'axe z , incertitude de l (décalage de l'axe z);
- défaut d'alignement autour de l'axe x , incertitude de θ_i et θ_j ;
- défaut d'alignement autour de l'axe y , incertitude de Θ_i et Θ_j (non représenté à la Figure 24);
- défaut d'alignement autour de l'axe z , incertitude de ϕ_i et ϕ_j (non représenté à la Figure 24).

L'influence du défaut d'alignement ne peut pas être déduite avec la formule de Greene, les simulations NEC sont donc utilisées à sa place. La composante de l'incertitude dans K (donnée sous la forme δA_{SIL}) est déduite des différences dans les valeurs NEC SIL calculées.

Une solution facile de calcul de l'incertitude de mesure consiste à utiliser une approche mixte. L'incertitude de K est calculée par une méthode numérique, alors que les contributions à l'incertitude restantes sont combinées à l'aide de la loi de propagation des incertitudes.

La fonction de mesure de F_{aH} est donnée dans l'Équation (71).

$$F_{aH}(1) = \frac{1}{2} \left[-45,9 - 20 \lg f_{\text{MHz}} + A_i(1,2) + A_i(1,3) - A_i(2,3) + K(1,2) + K(1,3) - K(2,3) \right] \quad (71)$$

Étant donné que l'inexactitude de fréquence peut être ignorée, la contribution du terme f_{MHz} est ignorée dans l'analyse.

La fonction de mesure de $A_i(i,j)$ est donnée dans l'Équation (72).

$$\delta A_i(i,j) = \delta A_{\text{LIN}} + \delta A_{\text{M}} + \delta A_{\text{L}} + \delta A_{\text{SNR}} + \delta A_{\text{BS}} \quad (72)$$

La fonction de mesure de $K(i,j)$ est donnée dans l'Équation (73).

$$\begin{aligned} \delta K(i,j) = & \delta A_{\text{SIL}}(r_1, \delta r_1, r_2, \delta r_2, d_{12}, \delta d_{12}, \delta m, \delta l, \delta \theta_1, \delta \theta_2, \delta \Theta_1, \delta \Theta_2, \delta \phi_1, \delta \phi_2) \\ & + \delta A_{\text{coup}} + \delta A_{\text{approx}} \end{aligned} \quad (73)$$

Figure 24 – Définitions des paramètres utilisés dans l'évaluation de l'incertitude de mesure pour $K(i,j)$

Tableau 16 – Exemple de budget d'incertitude pour la perte d'insertion de l'emplacement $A_i(i,j)$

Source d'incertitude ou grandeur X_i		Valeur dB	Loi de probabilité	Diviseur	Sensibilité	u_i dB
Linéarité du récepteur dans l'analyseur de réseau	δA_{LIN}	0,10	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	0,06
Désadaptation de l'antenne d'émission et désadaptation de l'antenne de réception	δA_M	0,17	En forme de U	$\sqrt{2}$	1	0,12
Fuite entre les câbles coaxiaux	δA_L	0,09	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	0,05
Rapport signal/bruit	δA_{SNR}	0,01	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	0,01
Câble de flexion et de tension	δA_{BS}	0,10	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	0,06
Incertitude type composée						0,15

NOTE La valeur d'incertitude du rapport signal/bruit dépend de la fréquence de mesure, des rayons des antennes boucles, de la distance entre deux antennes boucles et des instruments de mesure comme un VNA ou un analyseur de spectre avec générateur de poursuite. Par exemple, avec $r_1 = r_2 = 5$ cm, $d = 10$ cm, une fréquence de 10 kHz et un VNA est utilisé, puis la valeur d'incertitude du rapport signal/bruit peut être supérieure à 1,0 dB.

Tableau 16 – Exemple de budget d'incertitude pour la perte d'insertion de l'emplacement $A_i(i,j)$

Source d'incertitude ou grandeur X_i		Valeur dB	Loi de probabilité	Diviseur	Sensibilité	u_i dB
Linéarité du récepteur dans l'analyseur de réseau	δA_{LIN}	0,10	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	0,06
Désadaptation de l'antenne d'émission et désadaptation de l'antenne de réception	δA_M	0,17	En forme de U	$\sqrt{2}$	1	0,12
Fuite entre les câbles coaxiaux	δA_L	0,09	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	0,05
Rapport signal/bruit	δA_{SNR}	0,01	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	0,01
Câble de flexion et de tension	δA_{BS}	0,10	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	0,06
Incertitude type composée						0,15

NOTE La valeur d'incertitude du rapport signal/bruit dépend de la fréquence de mesure, des rayons des antennes boucles, de la distance entre deux antennes boucles et des instruments de mesure comme un VNA ou un analyseur de spectre avec générateur de poursuite. Par exemple, avec $r_1 = r_2 = 5 \text{ cm}$, $d = 10 \text{ cm}$, une fréquence de 10 kHz et un VNA est utilisé, puis la valeur d'incertitude du rapport signal/bruit peut être supérieure à 1,0 dB.

Tableau 17 – Exemple de budget d'incertitude pour $K(i,j)$ utilisé par la méthode TAM

Source d'incertitude ou grandeur X_i		Valeur	Loi de probabilité
Positionnement des antennes boucles	δA_{SIL}		
Rayon d'antenne 1 ($r_1 = 0,05 \text{ m}$)	δr_1	0,002 m	Rectangulaire
Rayon d'antenne 2 ($r_2 = 0,3 \text{ m}$)	δr_2	0,002 m	Rectangulaire
Distance (défaut d'alignement sur l'axe y , $d_{12} = 0,31 \text{ m}$)	Δd_{12}	0,01 m	Rectangulaire
Défaut d'alignement sur l'axe x	δm	0,01 m	Rectangulaire
Défaut d'alignement sur l'axe z	δl	0,01 m	Rectangulaire
Défaut d'alignement autour de l'axe x , antenne 1	$\delta \theta_1$	5°	Rectangulaire
Défaut d'alignement autour de l'axe y , antenne 1	$\delta \Theta_1$	1°	Rectangulaire
Défaut d'alignement autour de l'axe z , antenne 1	$\delta \varphi_1$	5°	Rectangulaire
Défaut d'alignement autour de l'axe x , antenne 2	$\delta \theta_2$	5°	Rectangulaire
Défaut d'alignement autour de l'axe y , antenne 2	$\delta \Theta_2$	1°	Rectangulaire
Défaut d'alignement autour de l'axe z , antenne 2	$\delta \varphi_2$	5°	Rectangulaire
Couplage avec le plan de masse	δA_{coup}	0,1 dB	Rectangulaire
Erreur d'approximation dans l'Équation (65) (NOTE)	δA_{approx}	0,13 dB	Rectangulaire
Incertitude élargie, $U (k = 2)$			0,8 dB

NOTE Si la formule de Greene [Équation (65)] est utilisée, il y a une erreur, car la formule n'est qu'une approximation de l'Équation (64). Une estimation de cette erreur est présentée dans le Tableau 15 et représentée à la Figure 21. Cette contribution ne s'applique pas si une approche numérique est utilisée [voir l'Équation (67)].

Tableau 18 – Exemple de budget d'incertitude pour F_{AH} d'une antenne boucle, déterminé par la méthode à trois antennes (TAM) – incertitude élargie à 30 MHz

[illegible]

5.2.4 Méthode de la sonde de courant (CPM)

5.2.4.1 Généralités

Pour un étalonnage CPM (classé en tant que méthode SFM), une intensité de champ magnétique calculable est émise à partir d'une antenne boucle circulaire non blindée monotour. Le facteur d'antenne champ magnétique d'une AUC boucle, $F_{aH}(AUC)$, est déterminé par le rapport de l'intensité de champ magnétique au niveau de l'AUC, H en A/m, sur la tension induite à la sortie de l'AUC, V en V, comme cela est indiqué dans l'Équation (74).

$$F_{aH}(AUC) = \frac{H}{V} \text{ en S/m} \quad (74)$$

Pour une paire d'antennes boucles alignées de manière coaxiale dans la région de champ proche l'une de l'autre (voir la Figure 25), l'antenne boucle d'émission transportant le courant I_1 , en A, génère une intensité de champ magnétique, à partir de laquelle l'intensité de champ moyenne au niveau de l'antenne boucle de réception H_{av} , en dB(A/m), est donnée par l'Équation (75).

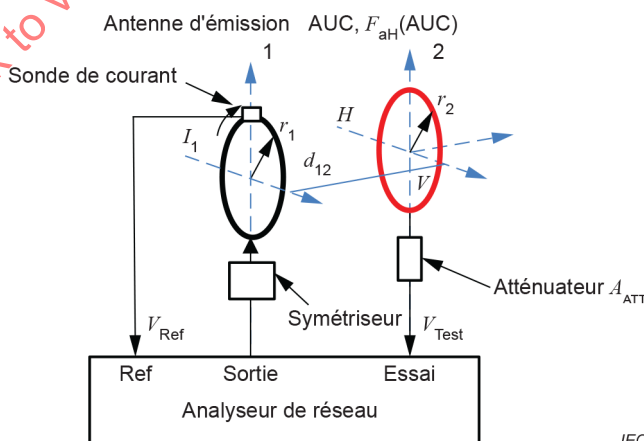
$$H_{av} = 20\lg I_1 + 20\lg S_1 + K(1,2) \text{ en dB(A/m)} \quad (75)$$

où

S_1 est la surface géométrique de l'antenne boucle d'émission, en m²;

$K(1,2)$ est donné par l'Équation (64) ou l'Équation (65) pour les boucles circulaires, en dB(m⁻³).

Il convient de choisir soigneusement la distance de centre de boucle entre une paire d'antennes, d_{ij} , de manière à satisfaire aux conditions de la formule de Greene (voir le Tableau 15 de 5.2.3.2).



NOTE Le point d'alimentation de l'antenne de réception peut être placé au sommet de l'antenne.

Figure 25 – Disposition de l'antenne pour la méthode de la sonde de courant (CPM)

5.2.4.2 Procédure d'étalonnage

L'étalonnage de la sonde de courant (transducteur) doit déterminer le courant de ligne I_1 pour les mesurages d'étalonnage SFM par la méthode de la sonde de courant. Si un analyseur de réseau à trois accès est utilisé avec une sonde de courant, comme cela est représenté à la Figure 25 (voir 5.2.4.1) [15], le courant de l'élément d'antenne boucle d'émission I_1 , en A, peut être estimé à partir de la tension de sortie de la sonde V_{Ref} , en V, qui est mesurée au niveau de l'accès de référence de l'analyseur de réseau selon l'Équation (76):

$$I_1 = \frac{V_{\text{Ref}}}{|Z|} \text{ en A} \quad (76)$$

où l'impédance de transfert de la sonde de courant est indiquée par Z en Ω . En référence à l'Équation (74) et à l'Équation (75), le facteur d'antenne champ magnétique d'une AUC boucle est donné par l'Équation (77)

$$F_{\text{aH}}(\text{AUC}) = A_i(1,2) + 20\lg(\pi r_1^2) + K(1,2) - 20\lg|Z| \text{ en dB(S/m)} \quad (77)$$

où la perte d'insertion de l'emplacement est donnée par l'Équation (78)

$$A_i = 20\lg\left(\frac{V_{\text{Ref}}}{V}\right) \text{ en dB, et} \quad (78)$$

et avec

r_1 est le rayon de l'antenne d'émission en m;

V est la tension de sortie de l'AUC en V, et $V = V_{\text{Test}} + A_{\text{ATT}}$ en dBV, et A_{ATT} représente les valeurs d'atténuation de tous les atténuateurs et câbles à l'intérieur du chemin 2 de l'antenne;

$|Z|$ est l'impédance de transfert de la sonde de courant, en Ω .

L'impédance de transfert de la sonde de courant, Z , doit être étalonnée conformément aux méthodes de la CISPR 16-1-2.

La méthode de la sonde de courant peut également être mise en œuvre à l'aide d'un analyseur de réseau à deux accès. Avec une configuration d'instrumentation d'analyseur de réseau à deux accès, la tension de sortie V de l'AUC et la tension de référence V_{Ref} de boucle d'émission sont mesurées séparément.

Si un symétriseur, représenté à la Figure 25, est utilisé, son rapport d'impédance doit être d'au moins 2:1. Le symétriseur est utilisé pour diminuer l'impédance source à 25 Ω ou moins et donc augmenter le courant I_1 .

Les exigences relatives à la sonde de courant dans les mesurages CPM sont les suivantes.

- a) Le corps de la sonde ne doit pas avoir d'influence sur l'intensité de champ magnétique de la boucle d'émission. Cette condition est satisfaite si la taille de la sonde est petite comparée à celle de la boucle. L'influence du corps de la sonde doit être déterminée en observant le résultat d'intensité du champ magnétique en présence et en l'absence de la sonde.
- b) Le câble de la sonde ne doit pas avoir d'influence sur l'intensité de champ magnétique de la boucle d'émission. Cela peut être déterminé en observant l'intensité de champ magnétique lorsque le câble est placé dans différentes positions. Si le câble de la sonde a une influence, des ferrites peuvent être utilisées pour la réduire.
- c) La sortie de la sonde ne doit pas dépendre du sens du courant. Certaines sondes de courant présentent une dépendance au sens du courant à l'extrémité supérieure de la plage de fréquences. Cela peut être estimé en faisant pivoter la sonde sur la boucle d'émission, dans la mesure du possible.
- d) La sonde doit généralement présenter une réponse plate de l'impédance de transfert et doit être étalonnée selon un pas de fréquence raisonnablement fin (faible discrétisation).
- e) La position de la sonde peut avoir un effet sur le courant mesuré, en raison de la distribution de courant hétérogène autour de la circonférence de la boucle. Il convient généralement que cet effet soit négligeable compte tenu du petit rayon de la boucle.

5.2.4.3 Incertitudes de mesure pour les résultats d'étalonnage CPM

La fonction de mesure reposant sur l'Équation (77) pour une antenne d'émission circulaire est donnée dans l'Équation (79)

$$F_{aH}(AUC) = A_i(1,2) + 20\lg(\pi r_1^2) + K(1,2) - 20\lg(Z) + \delta A_{coup} \quad (79)$$

L'incertitude du résultat de mesure de l'étalonnage de la sonde de courant est indiquée dans le Tableau 20.

Tableau 19 – Exemple de budget d'incertitude pour F_{aH} d'une antenne boucle, déterminé par la méthode de la sonde de courant – incertitude élargie à 30 MHz

Source d'incertitude ou grandeur X_i		Valeur	Loi de probabilité	Diviseur	Sensibilité	u_i dB
Perte d'insertion de l'emplacement (NOTE 1)	$A_i(1,2)$	0,15 dB	Normal ($k = 1$)	1	1	0,15
Rayon de la boucle (NOTE 2)	r_1	0,002 m	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	347	0,40
Formule de Greene (NOTE 3)	$K(1,2)$	0,38 dB	Normal ($k = 1$)	1	1	0,38
Impédance de transfert (NOTE 4)	$ Z $	0,23 dB	Normal ($k = 1$)	1	-1	0,23
Couplage avec le voisinage (NOTE 5)	δA_{coup}	0,1 dB	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	0,06
Incertitude type composée, u_c						0,62
Incertitude élargie, U ($k = 2$)						1,24
NOTE 1 Voir le Tableau 16 pour l'incertitude de mesure de la perte d'insertion de l'emplacement.						
NOTE 2 Un rayon de 5 cm avec une incertitude de 2 mm est pris pour hypothèse pour la boucle d'émission. Le coefficient de sensibilité est égal à $40/[r_1 \times \ln(10)]$, ce qui signifie que la sensibilité diminue au fur et à mesure de l'augmentation du diamètre de boucle d'émission.						
NOTE 3 Voir 5.2.3.3 pour l'incertitude de $K(1,2)$. Par hypothèse, le rayon de l'antenne de réception est de 0,3 m et la distance de 0,5 m.						
NOTE 4 Voir le Tableau 20 pour l'incertitude de l'impédance de transfert.						
NOTE 5 Le couplage avec le voisinage est estimé par simulation ou mesurage. Si l'étalonnage est réalisé au-dessus du plan de masse, la Figure 23 peut être utilisée pour estimer le couplage.						

Tableau 20 – Exemple de budget d'incertitude pour l'impédance de transfert $|Z|$ selon la méthode du gabarit-support de la CISPR 16-1-2

Source d'incertitude ou grandeur X_i	Valeur dB	Loi de probabilité	Diviseur	Sensibilité	u_i dB
Réflexion du canal de référence	0,10	En forme de U	$\sqrt{2}$	1	0,07
Réflexion du câble du canal de référence	0,17	En forme de U	$\sqrt{2}$	1	0,12
Gabarit d'adaptateur coaxial	0,20	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	0,12
Répétabilité du connecteur	0,05	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	0,03
Exactitude de l'instrument	0,25	Rectangulaire	$\sqrt{3}$	1	0,14
Incertitude type composée, u_c					0,23

5.2.5 Méthode de l'antenne étalon

5.2.5.1 Généralités

La méthode de l'antenne étalon est simple à mettre en œuvre, car ni une troisième antenne ni une sonde de courant n'est exigée. La traçabilité repose sur l'utilisation d'une antenne déjà étalonnée. Pour étalonner l'antenne étalon, la méthode à trois antennes (voir 5.2.3) ou la méthode des cellules TEM (voir 5.2.2) peut être utilisée.