

INTERNATIONAL STANDARD

NORME INTERNATIONALE



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

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

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



THIS PUBLICATION IS COPYRIGHT PROTECTED

Copyright © 2023 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

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

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

INTERNATIONAL
ELECTROTECHNICAL
COMMISSION

COMMISSION
ELECTROTECHNIQUE
INTERNATIONALE

ICS 33.100.10; 33.100.20

ISBN 978-2-8322-6846-9

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.

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of CISPR 16-1-4:2019+AMD1:2020+AMD2:2023 CSV

REDLINE VERSION

VERSION REDLINE



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

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

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

CONTENTS

FOREWORD.....	10
1 Scope.....	12
2 Normative references	12
3 Terms, definitions and abbreviated terms	13
3.1 Terms and definitions.....	13
3.2 Abbreviated terms.....	18
4 Antennas for measurement of radiated radio disturbance	19
4.1 General.....	19
4.2 Physical parameter (measurand) for radiated disturbance measurements	19
4.3 Antennas for the frequency range 9 kHz to 150 kHz.....	19
4.3.1 General.....	19
4.3.2 Magnetic field antenna.....	20
4.3.3 Shielding of loop antenna	22
4.4 Antennas for the frequency range 150 kHz to 30 MHz.....	22
4.4.1 Electric field antenna	22
4.4.2 Magnetic field antenna.....	22
4.4.3 Balance and electric field discrimination of antennas	22
4.5 Antennas for the frequency range 30 MHz to 1 000 MHz.....	22
4.5.1 General.....	22
4.5.2 Low-uncertainty antenna for use if there is an alleged non-compliance to the electric disturbance field strength limit	23
4.5.3 Antenna characteristics.....	23
4.5.4 Balance of antenna	25
4.5.5 Cross-polar response of antenna	26
4.6 Antennas for the frequency range 1 GHz to 18 GHz.....	27
4.6.1 General.....	27
4.6.2 Receive antenna.....	28
4.7 Special antenna arrangements – large-loop antenna system.....	29
5 Test sites for measurement of radio disturbance field strength for the frequency range of 9 kHz to 30 MHz	30
5.1 General.....	30
5.2 Radio-frequency ambient environment of a test site	30
5.3 Measurement distance and test volume	31
5.4 Set-up table and antenna positioner.....	31
5.5 Validation procedure of test site.....	31
5.5.1 General.....	31
5.5.2 Normalized site insertion loss (NSIL)	35
5.5.3 Reference site method	35
5.5.4 Acceptance criterion	36
6 Test sites for measurement of radio disturbance field strength for the frequency range of 30 MHz to 1 000 MHz	36
6.1 General.....	36
6.2 OATS.....	36
6.2.1 General.....	36
6.2.2 Weather-protection enclosure	37
6.2.3 Obstruction-free area	37
6.2.4 Radio-frequency ambient environment of a test site	38

6.2.5	Ground plane	39
6.3	Suitability of other test sites	39
6.3.1	Other ground-plane test sites	39
6.3.2	Test sites without ground plane (FAR)	39
6.4	Test site validations	40
6.4.1	General	40
6.4.2	Overview of test site validations	40
6.5	Basic parameters of the NSA method for OATS and SAC	41
6.5.1	General equation and table of theoretical NSA values	41
6.5.2	Antenna calibration	45
6.6	Reference site method for OATS and SAC	45
6.6.1	General	45
6.6.2	Antennas not permitted for RSM measurements	46
6.6.3	Determination of the antenna pair reference site attenuation on a REFTS	46
6.6.4	Determination of the antenna pair reference site attenuation using an averaging technique on a large OATS	47
6.7	Validation of an OATS by the NSA method	50
6.7.1	Discrete frequency method	50
6.7.2	Swept frequency method	51
6.8	Validation of a weather-protection-enclosed OATS or a SAC	52
6.9	Possible causes for exceeding site acceptability limits	54
6.10	Site validation for FARs	55
6.10.1	General	55
6.10.2	RSM for FAR sites	59
6.10.3	NSA method for FAR sites	61
6.10.4	Site validation criteria for FAR sites	63
6.11	Evaluation of set-up table and antenna tower	63
6.11.1	General	63
6.11.2	Evaluation procedure for set-up table influences	64
7	Test sites for measurement of radio disturbance field strength for the frequency range 1 GHz to 18 GHz	65
7.1	General	65
7.2	Reference test site	66
7.3	Test site validation	66
7.3.1	General	66
7.3.2	Acceptance criterion for site validation	67
7.4	Antenna requirements for S_{VSWR} standard test procedure	67
7.4.1	General	67
7.4.2	Transmit antenna	68
7.4.3	Antennas and test equipment for the S_{VSWR} reciprocal test procedure	70
7.5	Required positions for site validation testing	71
7.5.1	General	71
7.5.2	Descriptions of S_{VSWR} measurement positions in a horizontal plane (Figure 23)	71
7.5.3	Descriptions of S_{VSWR} additional measurement positions (Figure 24)	72
7.5.4	Summary of S_{VSWR} measurement positions	73
7.6	S_{VSWR} site validation – standard test procedure	76
7.7	S_{VSWR} site validation – reciprocal test procedure using an isotropic field probe	77

7.8	S_{VSWR} conditional measurement position requirements	78
7.9	S_{VSWR} site validation test report	79
7.10	Limitations of the S_{VSWR} site validation method	79
7.11	Alternative test sites	80
8	Common mode absorption devices	80
8.1	General	80
8.2	CMAD S -parameter measurements	80
8.3	CMAD test jig	80
8.4	Measurement method using the TRL calibration	81
8.5	Specification of ferrite clamp-type CMAD	83
8.6	CMAD performance (degradation) check using spectrum analyzer and tracking generator	84
9	Reverberating chamber for total radiated power measurement	86
9.1	~~General~~	
9.2	~~Chamber~~	
9.2.1	~~Chamber size and shape~~	
9.2.2	~~Door, openings in walls, and mounting brackets~~	
9.2.3	~~Stirrers~~	
9.2.4	~~Test for the efficiency of the stirrers~~	
9.2.5	~~Coupling attenuation~~	
10	TEM ~~cells~~ waveguides for ~~immunity to~~ radiated disturbance measurements	89
Annex A (normative)	Parameters of antennas	90
A.1	General	90
A.2	Preferred antennas	90
A.2.1	General	90
A.2.2	Calculable antenna	90
A.2.3	Low-uncertainty antennas	90
A.3	Simple dipole antennas	91
A.3.1	General	91
A.3.2	Tuned dipole	92
A.3.3	Shortened dipole	92
A.4	Broadband antenna parameters	93
A.4.1	General	93
A.4.2	Antenna type	94
A.4.3	Specification of the antenna	94
A.4.4	Antenna calibration	95
A.4.5	Antenna user information	95
Annex B (XXX)	(Void)	96
Annex C (normative)	Large-loop antenna system for magnetic field induced-current measurements in the frequency range of 9 kHz to 30 MHz	97
C.1	General	97
C.2	Construction of an LLAS	97
C.3	Construction of a large-loop antenna (LLA)	97
C.4	Validation of an LLAS	102
C.5	Construction of the LLAS verification dipole antenna	105
C.6	Conversion factors	107
C.6.1	General	109
C.6.2	Current conversion factors for an LLAS with non-standard diameter	110
C.6.3	Conversion of LLAS measured current to magnetic field strength	111

C.7	Examples	113
Annex D	(normative) Construction details for open area test sites in the frequency range of 30 MHz to 1 000 MHz (see Clause 6)	115
D.1	General	115
D.2	Ground plane construction	115
D.2.1	Material	115
D.2.2	Roughness	115
D.3	Services to EUT	116
D.4	Weather-protection enclosure construction	116
D.4.1	Materials and fasteners	116
D.4.2	Internal arrangements	117
D.4.3	Size	117
D.4.4	Uniformity with time and weather	117
D.5	Turntable and set-up table	117
D.6	Receive antenna mast installation	118
Annex E	(xxx) (Void)	119
Annex F	(informative) Basis for ± 4 dB site acceptability criterion (see Clause 6)	120
F.1	General	120
F.2	Error analysis	120
Annex G	(informative) Examples of uncertainty budgets for site validation of a COMTS using RSM with a calibrated antenna pair (see 6.6)	122
G.1	Quantities to be considered for antenna pair reference site attenuation calibration using the averaging technique	122
G.2	Quantities to be considered for antenna pair reference site attenuation calibration using a REFTS	123
G.3	Quantities to be considered for COMTS validation using an antenna pair reference site attenuation	124
Annex H	(informative) Definition of uncertainty in cross-polar response measurement	125
H.1	General	125
H.2	Example uncertainty estimate	127
H.3	Rationale for the estimates of input quantities in Table H.1 and Table H.3	128
H.4	Measurement of XPR below 100 MHz at an OATS	129
Annex I	(informative) Measurement uncertainties of COMTS validation results in the frequency range 9 kHz to 30 MHz	131
I.1	Quantities to be considered for COMTS validation using the NSIL method	131
I.2	Quantities to be considered for COMTS validation using the RSM method	133
Annex J	(normative) Derivation of NSIL values in the frequency range 9 kHz to 30 MHz	135
J.1	General	135
J.2	Magnetic field antenna factor	135
J.3	Site insertion loss	137
J.4	Normalized site insertion loss	138
J.5	NSIL tables	142
Annex K	(informative) Recommendations for the design of test sites in the frequency range 9 kHz to 30 MHz	147
K.1	General	147
K.2	Dimensions and quality of the ground plane	147
K.3	Obstruction free area	148
K.4	Resonance-free area	148

Annex L (informative) Accuracy of NSIL values in the frequency range of 9 kHz to 30 MHz.....	150
L.1 General.....	150
L.2 Cross check of NEC with analytic formulas	150
L.3 Recommended NEC versions.....	151
L.4 Instabilities at the lower frequency end	152
L.5 Extrapolation methods to solve instabilities	152
L.6 Reducing the number of segments to solve instabilities	152
Annex M (informative) Example calculation for 10 m SACs that do not fulfil the ± 4 dB criterion within 9 kHz to 30 MHz.....	153
Annex N (normative) Calibration of the sum of magnetic field antenna factors in the frequency range of 9 kHz to 30 MHz	156
N.1 General.....	156
N.2 Calibration procedure.....	156
N.3 Measurement uncertainties	157
Bibliography.....	159
Figure 34 – Example of size-compliant loop antenna.....	21
Figure 1 – Schematic of radiation from EUT reaching an LPDA antenna directly and via ground reflection at a 3 m site, showing the beamwidth half-angle, φ , at the reflected ray.....	24
Figure 2 – RX antenna E-plane radiation pattern example, with limit area shaded for 3 m distance and 2 m EUT width.....	28
Figure 3 – Determination of maximum useable EUT width using half-power beamwidth	29
Figure 4 – Determination of maximum useable EUT height using half-power beamwidth	29
Figure 35 – General arrangement of the three measurement orientations H_x , H_y and H_z , where d is the measurement distance and h is the height of the reference point	32
Figure 36 – Antenna positions.....	33
Figure 37 – Antenna positions.....	34
Figure 38 – Test set-up for DIRECT with power amplifier and attenuator	35
Figure 5 – Obstruction-free area of a test site with a turntable	38
Figure 6 – Obstruction-free area with stationary EUT	38
Figure 7 – Test point locations for 3 m and 10 m test distances	47
Figure 8 – Paired test point locations for all test distances.....	49
Figure 9 – Example of paired test point selection for a test distance of 10 m.....	49
Figure 10 – Illustration of an investigation of influence of antenna mast on A_{APR}	50
Figure 11 – Typical antenna positions for a weather-protected OATS or a SAC – vertical polarization validation measurements	53
Figure 12 – Typical antenna positions for a weather-protected OATS or a SAC – horizontal polarization validation measurements	53
Figure 13 – Typical antenna positions for a weather-protected OATS or a SAC – vertical polarization validation measurements for a smaller EUT	54
Figure 14 – Typical antenna positions for a weather-protected OATS or a SAC – horizontal polarization validation measurements for a smaller EUT	54
Figure 15 – Measurement positions for FAR site validation	57
Figure 16 – Example of one measurement position and antenna tilt for FAR site validation	59
Figure 17 – Typical quasi free-space test site reference SA measurement set-up	61

Figure 18 – Theoretical free-space NSA as a function of frequency for different measurement distances [see Equation (16)].....	63
Figure 19 – Position of the antenna relative to the edge above a rectangle set-up table (top view).....	65
Figure 20 – Antenna position above the set-up table (side view).....	65
Figure 21 – Transmit antenna E-plane radiation pattern example (this example is for informative purposes only).....	69
Figure 22 – Transmit antenna H-plane radiation pattern (this example is for informative purposes only).....	70
Figure 23 – S_{VSWR} measurement positions in a horizontal plane (see 7.5.2 for description).....	71
Figure 24 – S_{VSWR} positions (height requirements).....	73
Figure 25 – S_{VSWR} conditional measurement position requirements.....	79
Figure 26 – Definition of the reference planes inside the test jig.....	81
Figure 27 – The four configurations for the TRL calibration.....	83
Figure 28 – Limits for the magnitude of S_{11} , measured according to the provisions of 8.1 to 8.3.....	84
Figure 29 – Example of a 50 Ω adaptor construction in the vertical flange of the jig.....	85
Figure 30 – Example of a matching adaptor with balun or transformer.....	85
Figure 31 – Example of a matching adaptor with resistive matching network.....	86
~~Figure 32 – Example of a typical paddle stirrer.....~~	~~86~~
~~Figure 33 – Range of coupling attenuation as a function of frequency for a chamber using the stirrer shown in Figure 32.....~~	~~86~~
Figure A.1 – Short dipole antenna factors for $R_L = 50 \Omega$	93
Figure C.1 – The LLAS, consisting of three mutually perpendicular large-loop antennas.....	99
Figure C.2 – An LLA containing two opposite slits, positioned symmetrically with respect to the current probe C.....	100
Figure C.3 – Construction of an LLA slit.....	100
Figure C.4 – Example of an LLA slit construction using a strap of printed circuit board to obtain a rigid construction.....	101
Figure C.5 – Construction of the metal box containing the current probe.....	101
Figure C.6 – Example showing the routing of several cables from an EUT to minimize capacitive coupling from the leads to the LLAS.....	102
Figure C.7 – The eight positions of the LLAS verification dipole during validation of an LLA.....	103
Figure C.8 – ~~Validation factor for an LLA of 2 m diameter~~ Reference validation factors for loops of 2 m, 3 m, and 4 m diameters.....	104
Figure C.9 – Construction of the LLAS verification dipole antenna.....	107
~~Figure C.10 – Conversion factors C_{dA} [for conversion into dB(μA/m)] and C_{dV} [for conversion into dB(μV/m)] for two standard measuring distances d.....~~	~~107~~
~~Figure C.11 – Sensitivity S_D of a large-loop antenna with diameter D relative to a large-loop antenna having a diameter of 2 m.....~~	~~107~~
Figure C.10 – Sensitivity S_D of an LLA with diameter D relative to an LLA with 2 m diameter.....	110
Figure C.11 – Conversion factor C_{dA} [for conversion into dB(μ A/m)] for three standard measurement distances d	112
Figure D.1 – The Rayleigh criterion for roughness in the ground plane.....	116
Figure J.1 – Investigation of wire radius, normalized to 0,001 m.....	139

Figure J.2 – Investigation of feed point location (not to scale)	140
Figure J.3 – Variation of NSIL values for various set-ups, for a distance of 3 m, $h = 1,3$ m.....	142
Figure J.4 – Specification of feed point location for tabular values (not to scale).....	143
Figure J.5 – Calculation examples, loop diameter 60 cm, feed point location per Figure J.4	145
Figure K.1 – Recommended minimum dimensions of the ground plane (top view)	147
Figure K.2 – Recommended obstruction free area (top view)	148
Figure L.1 – Comparison of NSIL values by analytic formulas and computer simulation	151
Figure M.1 – Example site validation result.....	154
Figure M.2 – U_{lab} calculated from site validation result.....	155
Figure M.3 – Frequency-dependent correction factor	155
Figure N.1 – Antenna arrangement for the sum of antenna factors method	157
Table 9 – Maximum frequency step size	32
Table 10 – Acceptance criterion.....	36
Table 1 – Site validation methods applicable for OATS, OATS-based, SAC, and FAR site types	40
Table 2 – Theoretical normalized site attenuation, A_N – recommended geometries for broadband antennas ^a (1 of 2)	43
Table 3 – Example template for A_{APR} data sets	46
Table 4 – RSM frequency steps	46
Table 5 – Maximum dimensions of test volume versus test distance	55
Table 6 – Frequency ranges and step sizes for FAR site validation.....	59
Table 7 – S_{VSWR} measurement position designations (1 of 3).....	74
Table 8 – S_{VSWR} reporting requirements	79
Table C.1 – Reference validation factors of Figure C.8 for loops of 2 m, 3 m, and 4 m diameters.....	105
Table C.2 – Sensitivity S_p of an LLA with diameter D relative to an LLA with 2 m diameter (Figure C.10).....	111
Table C.3 – Magnetic field strength conversion factor C_{dA} for three measurement distances (Figure C.11).....	113
Table D.1 – Maximum roughness for 3 m, 10 m and 30 m measurement distances	116
Table F.1 – Error budget.....	120
Table G.1 – Antenna pair reference site attenuation calibration using the large-OATS averaging technique.....	122
Table G.2 – Antenna pair reference site attenuation calibration using REFTS	123
Table G.3 – COMTS validation using an antenna pair reference site attenuation.....	124
Table H.1 – Example uncertainty estimate for XPR measurement in a FAR and assumed $a_{xpT} = 22$ dB, $a_{xpR} = 34$ dB	128
Table H.2 – Uncertainties depending on other values of A_{xpT} (other assumptions as in Table H.1).....	129
Table H.3 – Example uncertainty estimate for XPR measurement at an OATS and assumed $a_{xpT} = 22$ dB, $a_{xpR} = 34$ dB	130
Table I.1 – Example measurement uncertainty budget for COMTS validation using the NSIL method.....	131

Table I.2 – Example measurement uncertainty budget for COMTS validation using the RSM method	133
Table J.1 – Calculation examples (loop diameter 60 cm, $d = 3$ m, $h = 1,3$ m)	145
Table J.2 – Calculation examples (loop diameter 60 cm, $d = 5$ m, $h = 1,3$ m)	145
Table J.3 – Calculation examples (loop diameter 60 cm, $d = 10$ m, $h = 1,3$ m)	146
Table K.1 – Skin depth for some practical materials at 9 kHz	148
Table L.1 – Recommended NEC implementations	151
Table L.2 – Observed instabilities	152
Table M.1 – Measurement uncertainty of radiated disturbance results from 9 kHz to 30 MHz	153
Table M.2 – Influence of δA_i on U_{lab}	153
Table N.1 – Example of an uncertainty budget for sum of antenna factors method	157

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION

INTERNATIONAL SPECIAL COMMITTEE ON RADIO INTERFERENCE

**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**

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 amendment has been prepared for user convenience.

CISPR 16-1-4 edition 4.2 contains the fourth edition (2019-01) [documents CIS/A/1262/FDIS and CIS/A/1275/RVD], its amendment 1 (2020-06) [documents CIS/A/1316/FDIS and CIS/A/1320/RVD] and its amendment 2 (2023-04) [documents CIS/A/1389/FDIS and CIS/A/1393/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.

This edition constitutes a technical revision.

This edition includes the following significant technical changes with respect to the previous edition:

- provisions are added to address test site validation in the frequency range from 30 MHz to 1000 MHz using the reference site method, to take into account the receive antenna radiation pattern in the frequency range from 1 GHz to 18 GHz, and further details on test site validation using the NSA method with broadband antennas in the frequency range from 30 MHz to 1 000 MHz.

International Standard CISPR 16-1-4 has been prepared by CISPR subcommittee A: Radio-interference measurements and statistical methods.

It has the status of a basic EMC publication 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 1-4: Radio disturbance and immunity measuring apparatus – Antennas and test sites for radiated disturbance measurements

1 Scope

This part of CISPR 16 specifies the characteristics and performance of equipment for the measurement of radiated disturbances in the frequency range 9 kHz to 18 GHz. Specifications for antennas and test sites are included.

NOTE In accordance with IEC Guide 107, CISPR 16-1-4 is a basic EMC publication for use by product committees of the IEC. As stated in Guide 107, product committees are responsible for determining the applicability of the EMC standard. CISPR and its sub-committees are prepared to cooperate with product committees in the evaluation of the value of particular EMC tests for specific products.

The requirements of this publication apply at all frequencies and for all levels of radiated disturbances within the CISPR indicating range of the measuring equipment.

Methods of measurement are covered in Part 2-3, further information on radio disturbance is given in Part 3, and uncertainties, statistics and limit modelling are covered in Part 4 of CISPR 16.

2 Normative references

The following documents are referred to in the text in such a way that some or all of their content constitutes requirements of this document. For dated references, only the edition cited applies. For undated references, the latest edition of the referenced document (including any amendments) applies.

CISPR 16-1-1:2019, *Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods – Part 1-1: Radio disturbance and immunity measuring apparatus – Measuring apparatus*

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*
CISPR 16-1-5:2014/AMD1:2016

CISPR 16-1-6:2014, *Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods – Part 1-6: Radio disturbance and immunity measuring apparatus – EMC antenna calibration*

CISPR 16-1-6:2014/AMD1:2017
CISPR 16-1-6:2014/AMD2:2022

CISPR 16-2-3:2016, *Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods – Part 2-3: Methods of measurement of disturbances and immunity – Radiated disturbance measurements*

CISPR 16-2-3:2016/AMD1:2019
CISPR 16-2-3:2016/AMD2:20—

CISPR TR 16-3, *Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods – Part 3: CISPR technical reports*

CISPR 16-4-2, *Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods – Part 4-2: Uncertainties, statistics and limit modelling – Measurement instrumentation uncertainty*

IEC 60050-161, *International Electrotechnical Vocabulary. Chapter 161: Electromagnetic compatibility*

IEC 61000-4-20, *Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 4-20: Testing and measurement techniques – Emission and immunity testing in transverse electromagnetic (TEM) waveguides*

IEC 61000-4-21, *Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 4-21: Testing and measurement techniques – Reverberation chamber test methods*

3 Terms, definitions and abbreviated terms

For the purposes of this document, the terms, definitions and abbreviated terms given in CISPR 16-1-1, CISPR 16-1-5, IEC 60050-161 and the following apply.

ISO and IEC maintain terminological databases for use in standardization at the following addresses:

- IEC Electropedia: available at <http://www.electropedia.org/>
- ISO Online browsing platform: available at <http://www.iso.org/obp>

3.1 Terms and definitions

3.1.1

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 document, for antennas for which a balun is intrinsic to the functioning of the antenna, the term “antenna” includes the balun.

3.1.2

antenna factor

AF

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: The abbreviation AF is used as a general term to denote antenna factor, whereas F_a denotes the boresight AF in free-space. AF is affected by the load impedance (typically 50 Ω) connected to the antenna, and is frequency dependent. For a biconical antenna this impedance could be up to 200 Ω . For antennas with no balun the impedance is equal to the load impedance, typically 50 Ω . AF can be affected by mutual coupling of the antenna to the ground plane, and is directivity dependent. For more details see the definitions and 4.2 in CISPR 16-1-6:2014.

Note 2 to entry: The AF has the physical dimension of m^{-1} and measured data are normally expressed in dB relative to 1/m [dB(m^{-1})]. In radiated disturbance measurements, if F_a is known, the strength of an incident field, E , can be estimated from a reading, V , of a measuring receiver connected to the antenna as follows:

$$E = V + F_a$$

where E is in dB($\mu V/m$), V is in dB(μV) and F_a is in dB(m^{-1}).

3.1.3

antenna pair reference site attenuation

A_{APR}

set of 30 MHz to 1 GHz site attenuation measurement results for both vertical and horizontal polarizations using a pair of antennas separated by a defined specified distance at an ideal open-area test site, with one antenna at a specified fixed height above the ground plane, and the other antenna scanned over a specified height range in which the minimum insertion loss is recorded

Note 1 to entry: A_{APR} is an influence quantity for uncertainty calculation of site validation measurements using RSM.

Note 2 to entry: A_{APR} measurements are used for comparison to corresponding site attenuation measurements of a COMTS to evaluate the performance of the COMTS.

Note 1 to entry: While ideal A_{APR} is based on an ideal site, actual A_{APR} is also measured at a REETS (see 6.6.3), or at a large OATS (see 6.6.4), and the measured values are used as a reference for comparing corresponding site attenuation measurement results at a COMTS as well as for determining the suitability of an OATS for use in the reference site method (RSM).

Note 2 to entry: Because A_{APR} is defined in terms of an ideal OATS, the difference between the actual OATS and an ideal OATS is treated as an uncertainty contribution.

3.1.4

antenna reference point

midpoint of an antenna from which the distance to the EUT or second antenna is measured

Note 1 to entry: The antenna reference point is either defined by the manufacturer using a marker on LPDA antennas or by the calibration laboratory.

3.1.5

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.

3.1.6

calibration test site

CALTS

open area test site with metallic ground plane and tightly specified site attenuation performance in horizontal electric field polarization

Note 1 to entry: A CALTS is used for determining the free-space antenna factor of an antenna.

3.1.7

common mode absorption device

CMAD

device that may be applied on cables leaving the test volume in radiated disturbance measurements to reduce the compliance uncertainty

3.1.8

compliance test site

COMTS

environment that assures valid, reproducible measurement results of the disturbance field strength from equipment under test for comparison to a compliance limit

3.1.9

cross-polar response

XPR

measure of the rejection by the antenna of the cross-polarized field, when the antenna is rotated in a linearly polarized electromagnetic field that is uniform in phase and amplitude over the aperture of the antenna under test

3.1.10

EUT volume

cylinder defined by EUT boundary diameter and height that fully encompasses all portions of the actual EUT, including cable racks and 1,6 m of cable length (30 MHz to 1 GHz) and 0,3 m of cable length (1 GHz and above)

Note 1 to entry: The test volume is one of several criteria limiting the EUT volume (see CISPR 16-2-3).

Note 2 to entry: The EUT volume has a diameter D (boundary diameter) and height h .

3.1.11

fully-anechoic room

FAR

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

Note 1 to entry: For general radiated disturbance measurement purposes, a FAR should be constructed inside a shielded enclosure.

3.1.12

hybrid antenna

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

Note 1 to entry: The longest element of the LPDA section is typically resonant at approximately 200 MHz, and the boom is lengthened at the open-circuit 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 height-dependent antenna factor.

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

3.1.13

ideal open-area test site

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 definition of the measurands A_{APR} , A_{LPR} , and in the calculation of the ~~theoretical~~ normalized site attenuation A_{N} and normalized site insertion loss A_{Ni} for ground plane sites.

3.1.14

insertion loss

loss arising from the insertion of a device into a transmission line, expressed as the ratio of voltages immediately before and after the point of insertion of a device under test, before and after the insertion

Note 1 to entry: Insertion loss is equal to the inverse of the transmission S -parameter, i.e. $|1/S_{21}|$.

3.1.15

low-uncertainty antenna

robust biconical or LPDA antenna that meets the balance and XPR requirements of this document, and whose antenna factor has an uncertainty of less than 0,5 dB, used for the measurement of electric field strength at a defined point in space

Note 1 to entry: Low-uncertainty antennas are further described in A.2.3.

3.1.16

mechanical boresight

boresight direction

boresight

direction of the main beam, which is defined by the geometric properties of the antenna

Note 1 to entry: For EMC antennas the direction of the main beam 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; and 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.

3.1.17

null

minimum 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 signals are in anti-phase, which can result in large uncertainty in the measurement of field strength. A null extends from 90° to 180° out of phase. At 90° the null depth is approximately 6 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).

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.

3.1.18

quasi free-space test site

facility for radiated disturbance measurements that is intended to achieve free-space conditions

Note 1 to entry: Unwanted reflections from the surroundings are kept to a minimum, to satisfy the site acceptance criterion applicable to the radiated disturbance measurement procedure being considered.

3.1.19

reference test site

REFTS

open-area test site with metallic ground plane and tightly specified site attenuation performance in horizontal and vertical electric field polarizations

Note 1 to entry: Site attenuation measurements of a REFTS are used for comparison to corresponding site attenuation measurements of a compliance test site, in order to evaluate the performance of the compliance test site.

3.1.20

reflection coefficient

ratio of a common quantity to both the reflected and incident travelling waves

Note 1 to entry: Hence, the voltage reflection coefficient is defined as the ratio of the complex voltage of the reflected wave to the complex voltage of the incident wave. The voltage reflection coefficient is equal to the scattering parameter S_{11} .

3.1.21

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 wire antenna measured across the gap has zero reactance when the dipole is located in the free space

3.1.22

scattering parameters

S-parameters

set of four parameters used to describe the properties of a two-port network inserted into a transmission line

3.1.23

semi-anechoic chamber

SAC

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

3.1.24

short-open-load-through calibration method

SOLT

through-open-short-match calibration method

TOSM

calibration method for a vector network analyzer using three known impedance standards – short, open, and match/load, and a single transmission standard – through

Note 1 to entry: The SOLT method is widely used, and the necessary calibration kits with 50 Ω characteristic impedance components are commonly available. A full two-port error model includes six error terms for each of the forward and reverse directions, for a total of twelve separate error terms, and requires twelve reference measurements to perform the calibration.

3.1.25

site attenuation

SA

A_s

minimum site insertion loss measured between two polarization-matched antennas located at a test 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 3.1.26) and site attenuation describe essentially the same measurement, however the term site attenuation (SA) is used in the context of finding the minimum site insertion loss (SIL) between a pair of antennas when one antenna is scanned in height above a ground plane.

3.1.26

site insertion loss

SIL

A_i

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

Note 1 to entry: With loop antennas, the locations of their feed points shall be as specified in this document.

3.1.27

test volume

validated volume within a test facility in which an EUT may be positioned

Note 1 to entry: Validation procedures in this document are used to determine the test volume.

Note 2 to entry: The test volume as defined in this document is cylindrical in shape. Different test volume shapes have been defined in other documents, e.g. in cubic form in IEC 61000-4-20 [22] (TEM waveguides).

3.1.28

through-reflect-line (TRL) calibration

calibration method for a vector network analyzer using three known impedance standards “through”, “reflect,” and “line” for the internal or external calibration of the VNA

Note 1 to entry: Four reference measurements are needed for this calibration.

3.1.29

vector network analyzer

VNA

network analyzer capable of measuring complex values of the four S -parameters S_{11} , S_{12} , S_{21} , S_{22}

3.1.30

antenna pair reference site insertion loss

A_{LPR}

9 kHz to 30 MHz site insertion loss for three orientations using a pair of antennas separated by a specified distance at an ideal open-area test site, with both antennas at a specified fixed height above the ground plane and with specified feed point locations

Note 1 to entry: While ideal A_{LPR} is based on an ideal site, actual A_{LPR} is measured at a REFTS (see 5.5.3) and the measured values are used as a reference for comparing corresponding site insertion loss measurement results at a REFTS to evaluate the performance of the COMTS.

Note 2 to entry: Because A_{LPR} is defined in terms of an ideal OATS, the difference between the actual OATS and an ideal OATS is treated as an uncertainty contribution.

3.1.31

feed point (of a shielded loop antenna)

location of the slit in the shielding of the loop antenna

Note 1 to entry: The feed point of a shielded loop antenna is important for a correct set-up. The location of the feed point has an influence on the site insertion loss between two magnetic field antennas [33].

Note 2 to entry: For simulation using NEC [27], the source of the transmit antenna and the load of the receive antenna is placed at this location.

3.2 Abbreviated terms

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

AUT	antenna under test
DANL	displayed average noise level
DRH	double ridged horn
EUT	equipment under test
FSOATS	free-space OATS
HP	horizontal polarization
LLA	large-loop antenna
LLAS	large-loop antenna system
LPDA	log-periodic dipole array
NSA	normalized site attenuation
NSIL	normalized site insertion loss
OATS	open-area test site
PDF	probability density function

RF	radio frequency
RSM	reference site method
RX	receive
S_{VSWR}	site voltage standing wave ratio
TX	transmit
VP	vertical polarization
VSWR	voltage standing wave ratio
XP	cross polarization

4 Antennas for measurement of radiated radio disturbance

4.1 General

Antennas of the type that are used for radiated disturbance measurements, having been calibrated, shall be used to measure the field strength, taking into account their radiation patterns and mutual coupling with their surroundings. The antenna and the circuits inserted between it and the measuring receiver shall not appreciably affect the overall characteristics of the measuring receiver. When the antenna is connected to the measuring receiver, the measuring system shall comply with the bandwidth requirements of CISPR 16-1-1 appropriate to the frequency band concerned.

The antenna shall be linearly polarized. It shall be orientable so that all polarizations of incident radiation can be measured. The height of the centre of the antenna above ground or above the absorber in a FAR may have to be adjustable according to a specific measurement procedure.

The accuracy of field-strength measurement of a uniform field of a sine-wave signal shall be better than ± 3 dB when an antenna meeting the requirements of this subclause is used with a measuring receiver meeting the requirements of CISPR 16-1-1.

NOTE This requirement does not include the effect due to a test site.

For additional information about the parameters of broadband antennas, see Annex A.

4.2 Physical parameter (measurand) for radiated disturbance measurements

The physical parameter for radiated disturbance measurements made against a disturbance limit expressed in volts per metre is electric field strength measured at a defined point in space relative to the position of the equipment under test (EUT). More specifically, for measurements in the frequency range 30 MHz to 1 000 MHz on an OATS or in a SAC, the measurand is the maximum field strength as a function of horizontal and vertical polarization and at heights between 1 m and 4 m, and at a horizontal distance of 10 m from the EUT, while the EUT is rotated over all angles in the azimuth plane.

4.3 Antennas for the frequency range 9 kHz to 150 kHz

4.3.1 General

Experience has shown that, in this frequency range, it is the magnetic field component that is primarily responsible for observed instances of interference.

4.3.2 Magnetic field antenna

4.3.2.1 General

~~For measurement of the magnetic component of the radiation, either an electrically screened loop antenna of dimension such that the antenna can be completely enclosed by a square having sides of 60 cm in length, or an appropriate ferrite rod antenna, may be used.~~

A shielded loop antenna of dimensions such that the loop antenna can be completely enclosed by a square having sides of 60 cm in length shall be used. The shielding, but not the electronic unit including mechanical mounting features and connected cables, shall be taken into account when applying the size criterion; see Figure 34.

For site validation as per 5.5, the loop antenna shall have a single turn.

NOTE 1 Derivation of NSIL values as described in Annex J, is less complicated and more accurate for single-turn loops.

The unit of magnetic field strength is $\mu\text{A/m}$. In logarithmic units H is in $\text{dB}(\mu\text{A/m})$, or 20 times the log of the measured field strength ~~level~~. The associated disturbance limit shall be expressed in the same units.

NOTE 2 Direct measurements can be made of the strength of the magnetic component, in $\text{dB}(\mu\text{A/m})$ or $\mu\text{A/m}$, of a radiated field under all conditions, that is, both in the near field and in the far field [32]. ~~However, many field strength measuring receivers are calibrated in terms of the equivalent plane-wave electric field strength in $\text{dB}(\mu\text{V/m})$, i.e. assuming that the ratio of the E and H components is $120\pi\ \Omega$ or $377\ \Omega$. Calculations for H are as follows:~~

$$H = \frac{E}{377\ \Omega} \quad (1)$$

~~where H is typically in $\mu\text{A/m}$ and E in $\mu\text{V/m}$.~~

~~For measurements in dB:~~

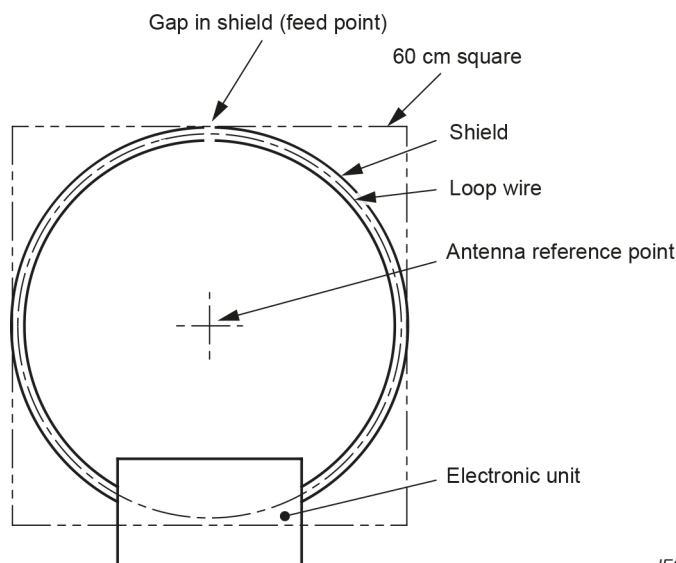
$$H = E - 51,5 \quad (2)$$

~~where H is in $\text{dB}(\mu\text{A/m})$ and E in $\text{dB}(\mu\text{V/m})$.~~

~~The impedance used in the above conversions, $Z = 377\ \Omega$, with $20\lg Z = 51,5\ \text{dB}(\Omega)$, is a constant originating from the calibration of field strength measuring equipment indicating the magnetic field strength in $\mu\text{V/m}$ (or $\text{dB}(\mu\text{V/m})$).~~

The reference point of the shielded loop antenna is specified as the centre point of the circle or rectangle formed by the loop, ignoring any attached balun or mechanical mounting feature.

The magnetic field antenna shall be calibrated according to CISPR 16-1-6 for determination of the magnetic field antenna factor. The magnetic field antenna factor is required for site validation as per 5.5, and also for radiated disturbance measurements as per CISPR 16-2-3.



NOTE This example illustrates the maximum diameter circular-shaped loop antenna that still complies with the size criterion.

Figure 34 – Example of size-compliant loop antenna

4.3.2.2 Considerations on active antennas

In principle, an active antenna can be seen as a passive antenna with a preamplifier. CISPR 16-1-1:2019, Annex J describes the problems that can arise when preamplifiers are used. Especially when pulsed signals are measured, a larger dynamic range is required.

When using active antennas, it is recommended to use those types that are equipped with an overload indicator. In this case, the indicator shall be observed such that any overload condition is detected, and actions are taken to correct it.

Alternatively, the output voltage of the antenna shall be checked simultaneously with an oscilloscope by using a tee connector to split the receive cable. This tee connector shall be connected directly to the input of an oscilloscope and the second output to the receiver via a cable. The oscilloscope shall be set to high input impedance to minimise any influence on the measurement result. The trigger point of the oscilloscope shall be set to a voltage that corresponds to the 1 dB compression point of the active antenna. The measurement is assumed to be valid if no trigger event occurs during the entire measurement.

NOTE The influence of the input impedance of the oscilloscope to the measurement result is negligible. For 1 M Ω in parallel with 20 pF, the error is less than 0,04 dB.

A resistive power divider may be used instead of a tee connector. In this case the input impedance of the oscilloscope shall be set to 50 Ω . The noise floor of the system might be increased by the insertion of 6 dB loss between antenna and receiver. The loss through the power divider shall be accounted for when determining the measured magnetic field strength level (i.e. added to the level measured by the receiver).

The highest measurable field strength is usually given in the datasheet of the antenna, which shall be checked to ensure that it is valid for the entire measurement frequency range.

The ratio between the peak value of the field strength and power of the fundamental frequency depends on the type of disturbance. For pulse-width modulated signals especially, this value can reach 30 dB or more; see [26]. When considering overload, the peak value of a disturbance signal shall be taken into consideration.

Use of an active antenna might not be necessary at measurement distances of 3 m or 5 m. Passive antennas can be suitable to provide a sufficient signal-to-noise ratio.

4.3.3 Shielding of loop antenna

Inadequate shielding of a loop antenna can result in electric field response. The electric field discrimination of the antenna shall be evaluated by rotating the antenna in a uniform field, such that the plane of the loop remains parallel to the electric field vector. When the plane of the loop antenna is perpendicular to the magnetic flux and then the antenna is rotated so that its plane is parallel to the magnetic flux, the measured response shall decrease by at least 20 dB.

4.4 Antennas for the frequency range 150 kHz to 30 MHz

4.4.1 Electric field antenna

For the measurement of the electric component of the radiation, either a balanced or an unbalanced antenna may be used. If an unbalanced antenna is used, the measurement will refer only to the effect of the electric field on a monopole (rod) antenna. The type of antenna used shall be stated with the results of the measurements.

Information pertaining to calculating the performance characteristics of a monopole (rod) antenna and the characterization of its matching network is specified in CISPR 16-1-6. CISPR 16-1-6 states that the antenna factor derived by the Equivalent Capacitance Substitution Method (ECSM) has greater uncertainties for monopole lengths greater than one-eighth of a wavelength.

The unit of electric field strength shall be $\mu\text{V/m}$. In logarithmic units, E shall be expressed in $\text{dB}(\mu\text{V/m})$, or 20 times the logarithm of the measured field strength level. The associated disturbance limit shall be expressed in the same units.

4.4.2 Magnetic field antenna

For the measurement of the magnetic component of the radiation, an electrically-screened loop antenna, as described in 4.3.2 shall be used.

NOTE Tuned electrically balanced loop antennas can be used to make measurements of magnetic field strengths as low as $-51,5 \text{ dB}(\mu\text{A/m})$ using QP detection in the frequency range 1,6 MHz to 30 MHz, i.e. lower than with untuned electrically-screened loop antennas where the noise level is approximately 25 dB higher.

4.4.3 Balance and electric field discrimination of antennas

If a balanced electric field antenna is used, it shall comply with the requirement of 4.5.4. If a balanced magnetic field antenna is used, it shall comply with the requirement of 4.3.3.

4.5 Antennas for the frequency range 30 MHz to 1 000 MHz

4.5.1 General

In this frequency range, the measurements are of the electric field strength, so magnetic field antennas are not included. The antenna shall be a dipole-like antenna designed to measure the electric field strength, and the free-space antenna factor shall be used. The antenna types include:

- tuned dipole antennas, whose element pairs are either straight rods or conical in shape;
- dipole arrays such as the log-periodic dipole array (LPDA) antennas, comprising a series of staggered sets of straight rod elements;
- hybrid antennas.

4.5.2 Low-uncertainty antenna for use if there is an alleged non-compliance to the electric disturbance field strength limit

For lower measurement uncertainty, the value of electric field strength measured by a typical biconical antenna or LPDA antenna is preferred, in particular over hybrid antennas. Typical biconical and LPDA antennas are defined in Annex A, and only calibrated antennas shall be used.

NOTE 1 Improved uncertainties are achieved by using a biconical antenna over the frequency range 30 MHz to 250 MHz and an LPDA antenna over the range 250 MHz to 1 GHz. Alternatively, a change-over frequency of 200 MHz can be used, but uncertainties due to phase centre variations of the LPDA will be higher.

NOTE 2 The measurement uncertainty of radiated disturbance from an EUT depends on many different influence factors such as the quality of the site, antenna factor uncertainty, antenna type, and the measuring receiver characteristics. The reason for defining low-uncertainty antennas is to limit other antenna influences on the measurement uncertainty, such as the effect of mutual coupling with a ground plane, the radiation pattern with respect to height scanning, and the variable phase centre position. Verification of effects of these influences is accomplished by a comparison of the readings of the two antennas at the selected change-over frequency, which should give the same value of electric field strength within a margin of ± 1 dB.

4.5.3 Antenna characteristics

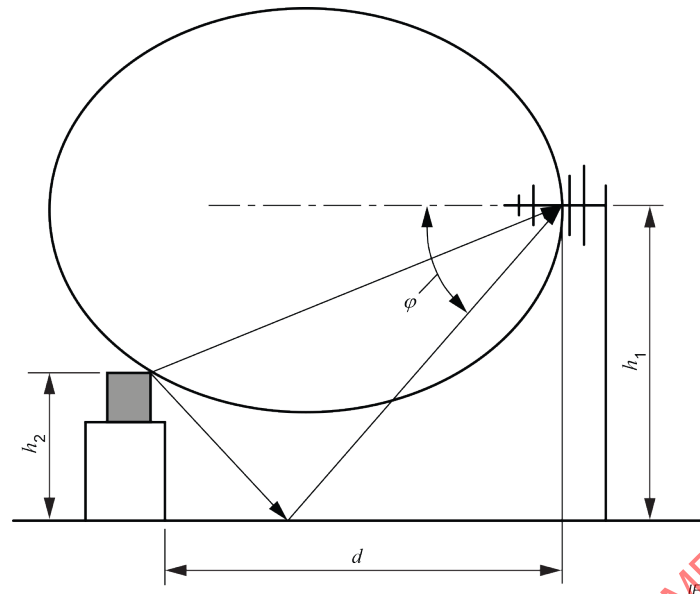
Given that the sensitivity of the simple dipole antenna is low in the frequency range 300 MHz to 1 000 MHz, a more complex antenna may be used. Such an antenna shall have characteristics as follows:

- a) The antenna shall be linearly polarized, which shall be evaluated by applying the cross-polarization test procedure of 4.5.5.
- b) Balanced dipole antennas, such as tuned-dipole and biconical antennas, shall have validated balun performance, which shall be evaluated by applying the balance test procedure of 4.5.4. This requirement also applies to hybrid antennas below 200 MHz.
- c) The return loss of the antenna with the antenna feeder connected shall not be less than 10 dB. A matching attenuator may be part of the antenna feeder cable for antennas if needed to meet this requirement.
- d) An antenna factor (AF) shall be given making it possible to fulfil the accuracy requirements of 4.1.

Accounting for the antenna directivity: a test site with a conducting ground plane is assumed for the following antenna characteristic description. The amplitude of the received signal will be reduced if either or both the direct and ground-reflected signals from the EUT to the antenna are not entering the main lobe of the radiation pattern of the antenna at its peak. The peak is usually in the boresight direction of the antenna. This reduction in amplitude is taken to be an error in the radiated disturbance measurement result; the ensuing uncertainty tolerance is based on the beamwidth, 2ϕ (see Figure 1).

Conditions for ensuring that this error is no larger than + 1 dB are given in item 1) for a 10 m site, and in item 2) for a 3 m site. Alternatively, a condition based on antenna gain is given in item 3), in lieu of the rigorous radiation pattern conditions.

Radiated disturbance measurements are performed with the antenna horizontally and vertically polarized in turn. If it is chosen to measure the radiation patterns in only one plane, the narrower beamwidth pattern results shall be used, and with the condition that the pattern of the antenna shall be verified in the horizontal plane while orienting it for horizontal polarization.



NOTE Parameters are defined in Equation (4).

Figure 1 – Schematic of radiation from EUT reaching an LPDA antenna directly and via ground reflection at a 3 m site, showing the beamwidth half-angle, φ , at the reflected ray

- 1) For a 10 m OATS or SAC, the antenna response in the direction of the direct ray differs negligibly from the boresight amplitude when the antenna is aligned such that its boresight direction is parallel to the ground plane. The directivity component of the uncertainty in the disturbance measurement can be kept to less than +1 dB if the antenna response in the direction of the reflected ray is no more than 2 dB lower than the antenna boresight response. To ensure this condition, the total vertical beamwidth 2φ of the measurement antenna, within which the antenna gain is within 2 dB of its maximum, shall be such that:

$$\varphi > \tan^{-1} \frac{h_1 + h_2}{d} \quad (3)$$

- 2) For sites with less than 10 m separation, typically 3 m, the total vertical beamwidth 2φ of the measurement antenna, within which the antenna gain is within 1 dB of its maximum, shall be such that:

$$2\varphi > \left(\tan^{-1} \frac{h_1 + h_2}{d} \right) - \left(\tan^{-1} \frac{h_1 - h_2}{d} \right) \quad (4)$$

where

h_2 is the height of the equipment under test;

h_1 is the measurement antenna height;

d is the horizontal distance between the phase centre of the measurement antenna and the device under test.

Antenna down-tilting can reduce the associated uncertainties; if that is not employed, the reduction in received signal shall be calculated from the radiation patterns and applied as a correction with associated directivity uncertainties. Example uncertainty budgets are given in CISPR 16-4-2.

NOTE 1 Assuming an E-plane radiation pattern normalized to unity on boresight (i.e. peak of the mainlobe) record the electric field at the angles of declination from the antenna for the direct ray, E_D , and reflected ray, E_R . The error, compared to an electric field of unity magnitude for each of the direct and reflected rays, is given in decibels by $20 \lg [2/(E_D + E_R)]$.

NOTE 2 The reduction in signal strength caused by reduced directivity at angles off antenna boresight is a systematic error and therefore can be corrected. If a correction is applied, from knowledge of the radiation patterns at each frequency and polarization, the uncertainty of field-strength measurement can be reduced accordingly.

- 3) For the broad beamwidth antenna types typically used for radiated disturbance measurements, such as biconical, LPDA, and hybrid antennas, the beamwidth is inversely related to the antenna directivity. An alternative to the criterion based on beamwidths in items 1) and 2) is to specify the maximum gain of an antenna, then refer to generic uncertainty tolerances for the directivity component in the uncertainty budget for the disturbance measurement results. The generic uncertainties, based on the narrowest beamwidths in the frequency range used for a specific antenna, are given in CISPR 16-4-2. The maximum isotropic antenna gain for biconical antennas shall be 2 dB, and shall be 8 dB for LPDA and hybrid antennas. For V-type LPDA antennas, whose H-plane beamwidth is equal to the E-plane beamwidth, the maximum permitted isotropic gain shall be 9 dB.

4.5.4 Balance of antenna

4.5.4.1 General

In radiated disturbance measurements, common-mode (CM) currents can be present on the cable attached to the receive antenna (antenna cable). In turn, these CM currents create electromagnetic fields that can be picked up by the receive antenna if the balun is not perfectly balanced. Consequently, the radiated disturbance measurement results can be influenced.

The major contributions to the antenna cable CM currents are caused by:

- a) the electric field strength to be measured, if it has a component parallel to the antenna cable, and
- b) the conversion of the differential mode (DM) antenna signal (the desired signal) into a CM signal by the imperfection of the balun of the receive antenna.

In general, LPDA antennas do not exhibit significant DM/CM (DM to CM) conversion. Therefore the following check applies for dipole and biconical antennas over their entire operating frequency range, and to hybrid antennas over the frequency range of the broadband dipole section (in most cases 30 MHz to 200 MHz).

4.5.4.2 Balun DM/CM conversion check

The following method describes the measurement of two voltages V_1 and V_2 . The ratio of these voltages, both expressed in identical units, e.g. μV , is a measure of the DM/CM conversion (also known as the balun imbalance, balun symmetry, or antenna symmetry).

- a) Set the receive AUT vertically polarized with its centre at a height of 1,0 m above the ground plane of an OATS or SAC. The tip of the antenna shall be at least 0,25 m above the ground plane. Extend a $1,5 \text{ m} \pm 0,1 \text{ m}$ length of the antenna cable horizontally behind the rear active element of the receive antenna at a height of 1,0 m above the ground plane, and then allow it to drop vertically to the ground plane.
- b) For a standard characterization of the receive antenna imbalance, place a second (transmit) antenna vertically polarized at a horizontal distance of 10 m from the centre of the AUT. The centre of the transmit antenna shall be at a height of 1,0 m above the ground plane, and its tip shall be at least 0,25 m above the ground plane. The transmit antenna shall be linearly polarized, and have a cross-polar rejection greater than 20 dB over the frequency range of the balun test. For the frequency range above 200 MHz, transmit antenna height variation shall be used to avoid nulls in the SIL response. Measurements at shorter distances (e.g. 3 m and 5 m) may be made to determine the uncertainty contribution of balun imbalance at these distances.
- c) Connect the transmit antenna to a signal source (for example, a tracking generator or the source output of a network analyzer). Next, set the output level of that signal source so that over the frequency range of interest, and for both vertical orientations of the antenna,

the signal-to-ambient noise ratio at the receiver is 34 dB (17 dB for average detection) or more.

- d) Record the voltage V_1 at the receiver over the frequency range of interest.
- e) Invert the receive antenna (i.e. rotate that antenna through 180°) without changing anything else in the set-up, in particular the receive antenna cable, and without changing the setting of the signal source.
- f) Record the voltage V_2 at the receiver over the frequency range of interest.
- g) The DM/CM conversion is sufficiently low if $|20 \lg(V_1/V_2)| < 1$ dB.

NOTE 1 For the purpose of radiated disturbance measurements, if the DM/CM conversion criterion is not met, ferrite rings around the antenna cable can reduce the DM/CM conversion. The EMC test laboratory can repeat the test with four ferrite rings spaced approximately 20 cm apart; the first placed within 10 cm of the input to the balun. If the criterion is met by using these ferrite rings, then the ferrite rings also apply in the actual disturbance measurements. Likewise, the interaction with the cable can be reduced by extending the cable several metres horizontally behind the antenna before dropping to the ground plane.

NOTE 2 If the receive antenna is used in a FAR, the DM/CM check can be performed in that FAR, with the receive antenna at its usual location and the transmit antenna at least 3 m away. The antennas are best positioned centrally in the room with a clearance behind the antennas of at least 1 m between the vertical portion of cable and the tips of the absorbers.

NOTE 3 The measuring site and its conducting ground plane (OATS or SAC), or the FAR, are assumed to comply with the respective site validation requirements.

NOTE 4 The horizontal distance of 1,5 m over which the antenna cable runs horizontally behind the centre of the antenna is understood as kept as the minimum distance allowed during the actual vertically polarized radiated disturbance measurements.

NOTE 5 In general it is not necessary to strictly define a test set-up, because the imbalance effect is dominated by the interaction of the antenna and that part of the antenna cable that lies parallel to the antenna elements. Also there is a much smaller effect that is dependent on the uniformity of the field incident on the receive antenna in normal EMC measurement set-ups at an OATS or in a FAR.

NOTE 6 For baluns that have the receive cable connector mounted on the side (90° to the antenna boom), a right angle connector can be used to reduce the movement of the cable.

NOTE 7 The uncertainty of the balun DM/CM measurement result will be caused only by any nonlinearity of the receiver, because everything else remains unchanged during the V_1 and V_2 measurements. A nonlinearity of less than 0,1 dB within the ± 1 dB range from the reference indication V_1 is good enough to meet the 1 dB criterion.

4.5.5 Cross-polar response of antenna

When an antenna is placed in a linearly-polarized electromagnetic field, the terminal voltage when the antenna and field are cross-polarized shall be at least 20 dB below the terminal voltage when they are co-polarized. This requirement applies over the entire frequency range of 30 MHz to 18 GHz. In practice, this requirement is not satisfied by some types of LPDA antennas for which the two halves of each dipole are in echelon, which intrinsically generates a cross-polar response (XPR).

The majority of testing with LPDA antennas is above 200 MHz. To achieve free-space conditions, a high-quality fully anechoic room, or antenna support towers of sufficient height above ground on an outdoor range may be used; see 6.3.2 of this document and Clause 6 of CISPR 16-1-5:2014 for associated site characteristics. A uniform field shall be set up across the effective length of the AUT. The separation between the centre of the AUT and the transmit antenna shall be greater than one wavelength. For an LPDA antenna, the separation is to its centre mark. When the lowest frequency is 200 MHz, a fixed separation of 1,5 m over the entire frequency range is recommended.

Set the transmit antenna and the AUT vertically polarized and note the signal strength over the frequency range. Rotate the transmit antenna by 90° and note the difference in signal strength relative to the co-polar reading.

NOTE A good-quality site is needed to set up a uniform field across the effective area of the AUT. The cross-polar discrimination afforded by the linearly-polarized wave can be proven by transmitting between a pair of standard-gain horn antennas or open-ended waveguides as test antennas, and checking that the combination of site error and inherent cross-polar performance with the test antennas yields a suppression of the horizontal component by

more than 30 dB. If the site errors are very low, and if the test antennas have identical performance, the cross-polar rejection of one test antenna is approximately 6 dB lower than the combined cross-polar coupling of the pair of test antennas. For example, if the combined cross-polar level is 30 dB, then the level for a single test antenna is 36 dB. The criterion for the site set-up, including antenna separation and site performance, is the achievement of a combined cross-polar level of 30 dB. A pair of horn antennas can be set up, horizontally polarized, with a separation between their front apertures of 1,5 m. The site insertion loss (SIL) is recorded over the frequency range of interest. One of the antennas is rotated by 90° so that it is vertically polarized. The change in SIL of at least 30 dB will provide acceptable measurement uncertainty. For frequencies below 1 GHz, V-shaped LPDA antennas can be used in place of horn antennas to prove the suitability of the site. It is possible to use dipole or biconical antennas, but due to their uniform H-plane radiation patterns a greater antenna height would be needed.

An interfering signal 20 dB lower in level than the desired signal gives a maximum error on the desired signal of $\pm 0,9$ dB. The maximum error occurs when the cross-polar signal is in phase with the co-polar signal. If the XPR of the LPDA is worse than 20 dB, the operator shall calculate the uncertainty and declare it with the result. For example, a cross-polar level of 14 dB implies a maximum uncertainty of +1,6 dB to –1,9 dB; the larger value and an assumed rectangular distribution shall be used when calculating the standard uncertainty.

To add a signal of 0 dB to another of –14 dB, first convert to relative voltages by dividing by 20 and taking the anti-logarithm. Then add the smaller signal to the unity signal. Take the logarithm and multiply by 20. The result is the positive decibel error. Repeat, but subtract the smaller signal from the unity signal to give the negative decibel error.

For the purpose of calculating the uncertainty of a radiated disturbance measurement, if the signal level measured in one polarization exceeds the signal measured in the orthogonal polarization by 6 dB or more, then an LPDA whose XPR is only 14 dB will have been deemed to have met the specification of 20 dB. If the difference between the vertically and horizontally polarized signal levels is less than 6 dB, additional uncertainty shall be calculated if the sum of this difference and the XPR is less than 20 dB.

Considerations on measurement uncertainty for XPR measurement results can be found in Annex H ~~[24]~~. Annex H provides an example of an XPR of an AUT sufficient to meet the 20 dB XPR requirement in the measurement.

4.6 Antennas for the frequency range 1 GHz to 18 GHz

4.6.1 General

Radiated disturbance measurements above 1 GHz shall be made using calibrated linearly polarized antennas. Examples are LPDA antennas, double-ridged guide horn antennas, and standard gain horn antennas. The "beam" or main lobe of the pattern of any antenna used shall be wide enough to encompass the EUT when located at the measuring distance. The width of the main lobe is defined as the 3 dB beamwidth of the antenna, and information allowing determination of this parameter should be given in the antenna documentation. For horn antennas, the following condition shall be satisfied:

$$d \geq \frac{D^2}{2\lambda} \quad (5)$$

where

- d is the measurement distance (m);
- D is the largest dimension of the aperture of the antenna (m); and
- λ is the free space wavelength at the frequency of measurement (m).

The requirement for the XPR of the antenna in 4.5.5 also applies for the 1 GHz to 18 GHz frequency range.

4.6.2 Receive antenna

4.6.2.1 General

The receive antenna shall be linearly polarized and for site validation be the same type as used for EUT disturbance measurements.

Some antenna models may have different versions with possibly different radiation patterns, and users are advised to verify the preceding condition.

NOTE 1 “Antenna type” means a shape or a kind of antenna, for example horn antenna or LPDA antenna.

NOTE 2 “Antenna model” means the specified manufacturer’s model number.

NOTE 3 “Version” means the specified manufacturer’s revision number, if applicable, of a particular antenna model number.

4.6.2.2 Receive antenna radiation pattern

E-plane and H-plane radiation patterns shall be measured with reference to the antenna boresight. The measurand is the antenna pattern in dB, presented using a polar-coordinate plot such as in Figure 2. Radiation pattern plots should be normalized to 0 dB. The 0° angle shall be equal to the mechanical boresight.

E-plane and H-plane radiation patterns of each individual antenna shall be recorded over the frequency range of the antenna with a step size of 500 MHz or less, per Annex I of CISPR 16-1-6:2014/AMD1:2016.

Type-test results, including statistical data, supplied by the manufacturer may be used to provide evidence that the receive antenna radiation pattern requirements are met. Service measures shall be taken to assure pattern stability during the antenna life.

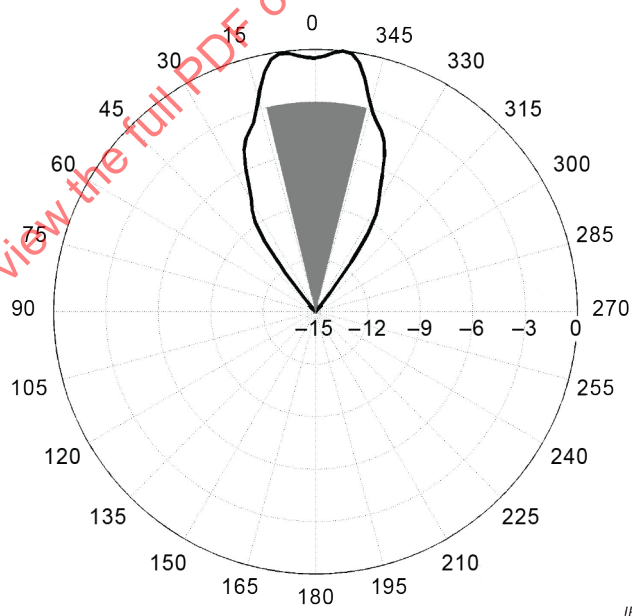


**Figure 2 – RX antenna E-plane radiation pattern example,
with limit area shaded for 3 m distance and 2 m EUT width**

NOTE In general, the boresight direction is the direction of maximum radiation from the antenna. However, it may happen that the pattern has two radiation maxima but with none of the maxima in the direction of the mechanical boresight, e.g. as in Figure 2.

4.6.2.3 Receive antenna radiation pattern requirements

The grey-shaded areas shown in the polar plots of Figure 3 and Figure 4 are defined by the maximum height, h , and the maximum width, w , of the EUT, and the test distance, d .

For the receive antenna to sufficiently illuminate the EUT, the half-power beamwidth of the receive antenna shall not fall inside the shaded area in the E-plane and H-plane pattern cuts shown in Figure 3 and Figure 4.

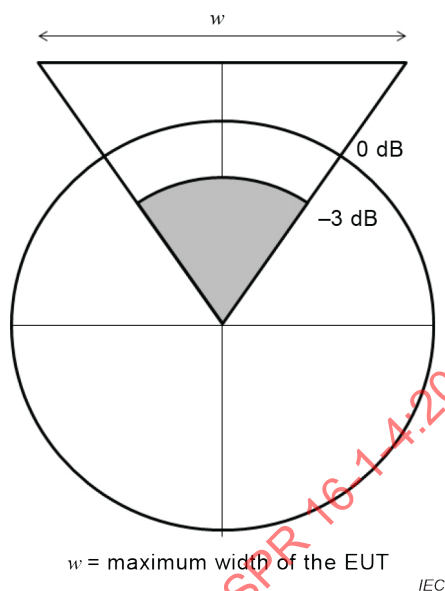


Figure 3 – Determination of maximum useable EUT width using half-power beamwidth

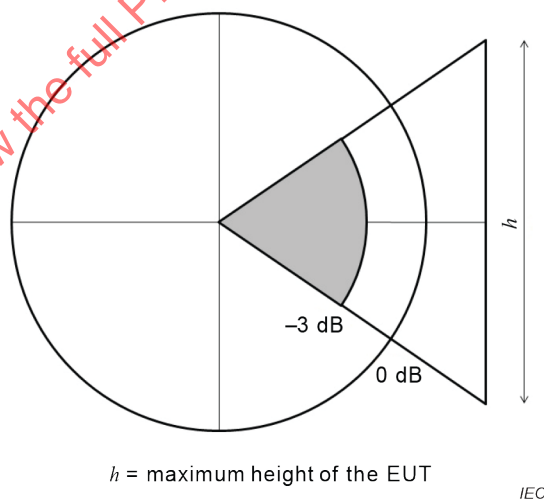


Figure 4 – Determination of maximum useable EUT height using half-power beamwidth

4.7 Special antenna arrangements – large-loop antenna system

In the frequency range 9 kHz to 30 MHz, the interference capability of the magnetic field component of the radiation of a single EUT can be determined by using a large-loop antenna system (LLAS). In the LLAS, the interference capability is measured in terms of the currents induced by the magnetic field in each LLA of the LLAS. The LLAS measures the current

induced by the magnetic field component of a single EUT. The LLAS allows indoor measurements.

The LLAS consists of three circular mutually-perpendicular large-loop antennas, each having a diameter of 2 m, supported by a non-metallic base. A full description of the LLAS is given in Annex C.

The EUT ~~is~~ shall be positioned in the centre of the LLAS on a non-conductive support table. The maximum dimensions of the EUT are limited so that the distance between the EUT and each LLAS loop is at least 0,20 m. Guidelines for ~~the~~ routing of ~~signal~~ EUT cables are given in ~~NOTE 2 of~~ C.3 and Figure C.6. Cables shall be routed together, leave the LLAS volume in the same octant of the LLAS, and be no closer than 0,4 m to any of the LLAS loops.

The LLAS may be placed in any environment. Placement inside a shielded room, SAC, FAR, or weather-protected OATS is permitted. Placement in a shielded environment is recommended to eliminate ambient signals allowing for better sensitivity to EUT emissions. A minimum distance of 0,5 m between the LLAS and any metallic plane is recommended. The validation of the LLAS shall be performed at the location where the LLAS measurements normally take place to take into account the effect of the environment (see C.4).

The three mutually-perpendicular LLAS loops allow measurement of the interference capability of all polarizations of the radiated field with the prescribed accuracy, and without rotation of the EUT or changing the orientation of the LLAS loops.

Each of the three LLAS loops shall comply with the validation requirements given in C.4.

NOTE Circular LLAS loops with diameters different from the standard diameter of 2 m can be used, provided their diameter $D \leq 4$ m, and the distance in metres between the EUT and an LLAS loop is at least $0,10 \times D$. ~~Correction~~
Conversion factors for non-standard diameters are given in C.6.

5 Test sites for measurement of radio disturbance field strength for the frequency range of 9 kHz to 30 MHz

~~(Void)~~

5.1 General

An environment shall ensure valid, repeatable measurement results of the disturbance field strength from an EUT. The provisions in this clause are not intended for measurements on EUTs at their place of use (in that case, see, e.g., the in situ measurement procedures in CISPR 16-2-3).

In the frequency range below 30 MHz, a semi-free space environment is required. Such a semi-free-space environment shall be an OATS, an OATS with a weather-protection enclosure, or a SAC.

5.2 Radio-frequency ambient environment of a test site

The test site shall allow disturbances from an EUT to be distinguished from ambient noise. Its suitability in this respect can be determined by measuring the ambient noise levels with the EUT inoperative and ensuring that the ambient noise levels are at least 6 dB below the limits that apply for the measurement being carried out.

It is not necessary to reduce the ambient noise level to 6 dB below the specified limit where the combination of the ambient noise plus the disturbance from the EUT does not exceed the specified limit. Under those conditions, the EUT is considered to comply with the specified limit.

5.3 Measurement distance and test volume

The test site shall be validated at the measurement distances that are used for disturbance measurements as per the methods of CISPR 16-2-3:2016/AMD2:20— . The measurement distance shall be 3 m, 5 m, or 10 m.

NOTE According to CISPR 16-2-3, measurements at 30 m distance are considered as in-situ measurements.

The test volume is determined by the locations of the transmit antenna used during test site validation, where the site meets the criteria in 5.5.4. The maximum size of the EUT shall not exceed the validated test volume (the maximum volume is also limited by Table 10 of CISPR 16-2-3:2016/AMD1:2019).

5.4 Set-up table and antenna positioner

The shape and construction of the set-up table and the antenna positioner for the receive antenna are not critical in the frequency range below 30 MHz provided that non-conductive material is used. In this case, the influence of the set-up table and antenna positioner shall not be evaluated.

5.5 Validation procedure of test site

5.5.1 General

For an OATS, an OATS with a weather-protection enclosure or a SAC, a single site insertion loss measurement is insufficient to determine possible reflections from ground plane edges, the construction material and/or the RF-absorbing material comprising the walls and ceiling of the facility. Evaluating H_x , H_y , and H_z antenna orientations (as illustrated in Figure 35) requires 15 separate SIL measurements, i.e. five positions for each of the three orientations of the loop antennas [25].

Loop antennas conforming to the requirements of 4.3.2 shall be used for these measurements. Distances are measured with respect to the reference points of the antennas. The measurement heights for the transmit antenna and the receive antenna are fixed at 1,3 m from the ground plane to reference points of the loop antennas. Height scanning is not required for either antenna. The reference point of the transmit antenna shall be placed at the required locations in turn: centre and four locations (left, right, front, rear) on the perimeter of the test volume to be validated, in accordance with Figure 36 and Figure 37.

For each measurement made with a spectrum analyzer or a network analyzer, the procedure requires two different measurements of the received voltage V_R . The first reading of V_R is with the two coaxial cables disconnected from the two loop antennas and connected to each other via an adaptor. The second reading of V_R is taken with the coaxial cables reconnected to their respective loop antennas. For both of these measurements, the signal source voltage, V_I , remains unchanged. The first reading of V_R is called V_{DIRECT} and the second is called V_{SITE} .

An acceptable signal to noise ratio shall be maintained; however, a requirement is not specified because the receive level depends on the antennas used, the available transmit power, the noise level of the receiver, and the ambient level. A value of 20 dB is recommended. The achieved values shall be used in the uncertainty budget given in Annex I.

Special care shall be taken to avoid coupling between the receive system and the transmit system. Typically a ground loop is formed if the transmit antenna and receive antenna cables are routed through the chamber shielding using standard bulkhead connectors; see [31]. There are several possible methods to avoid this ground loop. One of them is to operate the signal generator inside and the measuring receiver outside the shielded room. It is also possible to use an isolating transformer in the transmit path. It is recommended to check the dynamic range of the system before use. This check is done by connecting a termination instead of the transmit antenna and recording the receive level. If an active receive antenna is used it should be turned on during a dynamic range test to take the noise of the preamplifier into account.

If the cables have an influence on the measurement result, they shall be equipped with ferrite cores. It is highly recommended that ferrites with a minimum impedance of 50 Ω at 25 MHz are placed on the transmit antenna and receive antenna cables every 20 cm along their entire length within the test volume being validated.

Three different loop antennas orientations shall be measured according to Figure 35. The measurements shall be performed in the frequency range from 9 kHz to 30 MHz, with frequency steps less than or equal to those specified in Table 9.

Figure 36 and Figure 37 illustrate the measurement positions in the test volume. Five positions in the test volume shall be measured. The measurement distance d shall be kept constant.

Table 9 – Maximum frequency step size

Frequency range	Maximum step size
9 kHz to 20 kHz	1 kHz
20 kHz to 150 kHz	5 kHz
150 kHz to 1 MHz	50 kHz
1 MHz to 30 MHz	100 kHz

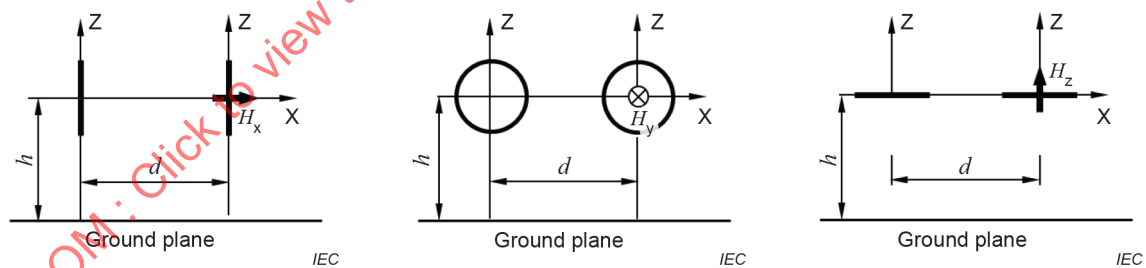
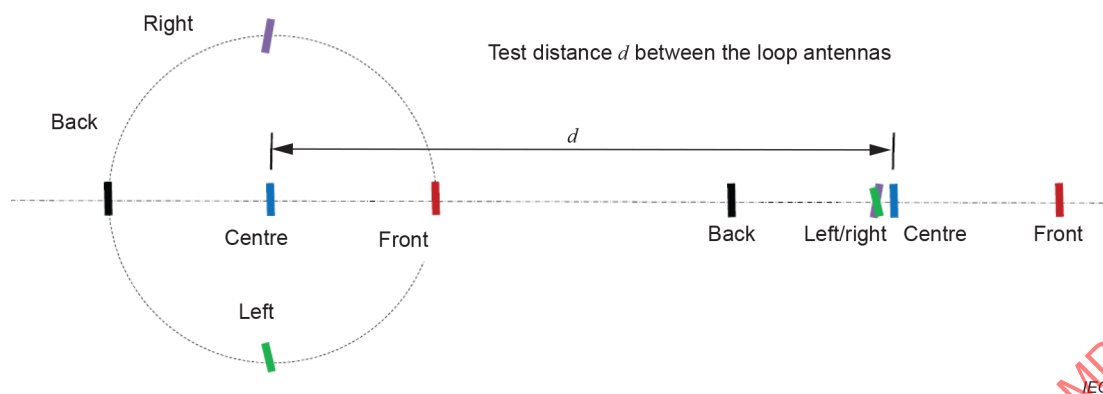
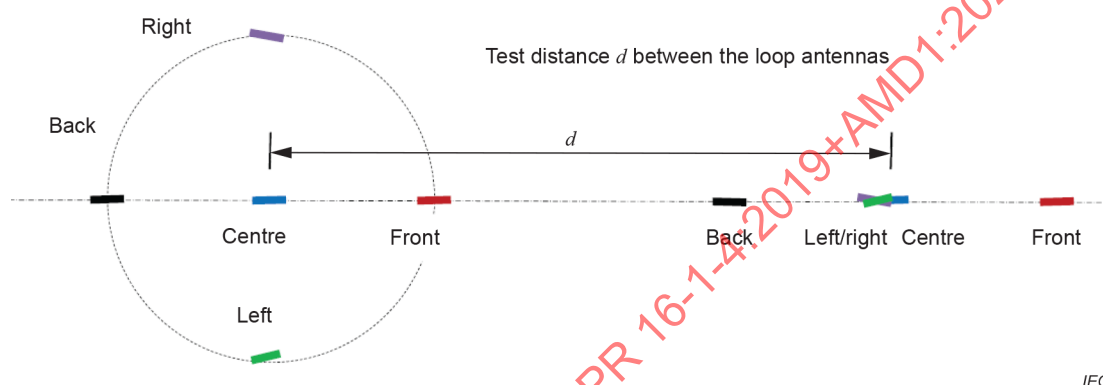


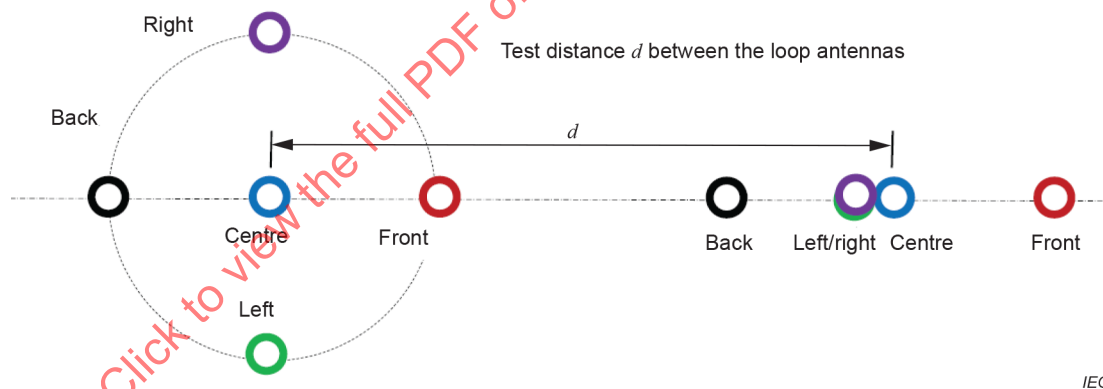
Figure 35 – General arrangement of the three measurement orientations H_x , H_y and H_z , where d is the measurement distance and h is the height of the reference point



a) H_x validation measurement with loop antennas



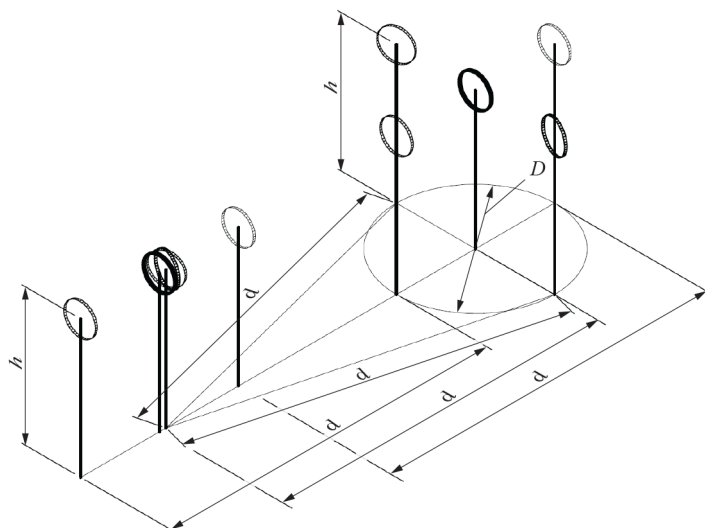
b) H_y validation measurement with loop antennas



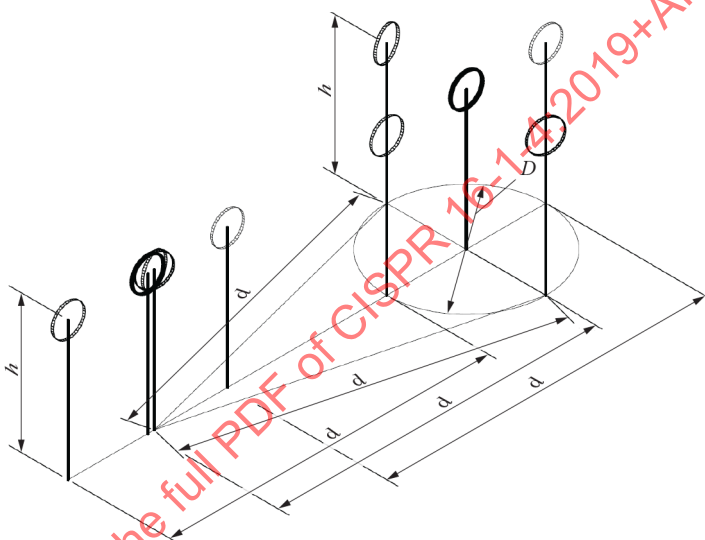
c) H_z validation measurement with loop antennas

NOTE The receive loop antenna positions corresponding to the left and right transmit antenna positions, shown with green and magenta colors respectively, are one and the same. However, these are shown with a slight offset in the diagram so that both are visible.

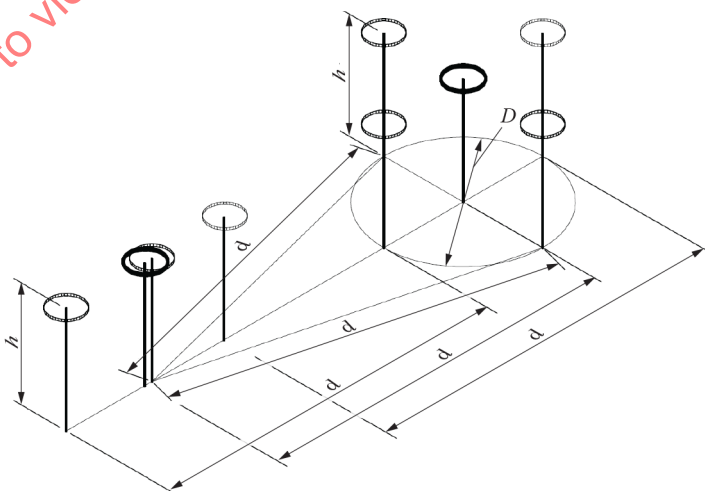
Figure 36 – Antenna positions



a) H_x validation measurement with loop antennas



b) H_y validation measurement with loop antennas



c) H_z validation measurement with loop antennas

Figure 37 – Antenna positions

5.5.2 Normalized site insertion loss (NSIL)

The site insertion loss deviation is calculated by Equation (27):

$$\Delta A_i = V_{\text{DIRECT}} - V_{\text{SITE}} - F_{\text{aH,T}} - F_{\text{aH,R}} - A_{\text{Ni}} \quad (27)$$

where

- V_{DIRECT} is the level recorded by the receiver when transmit antenna and receive antenna cables are connected via an adaptor, in dBm or dB(μV);
- V_{SITE} is the level recorded by the receiver when transmit antenna and receive antenna cables are connected to the antennas, in dBm or dB(μV); the same unit shall be used as for V_{DIRECT} ;
- $F_{\text{aH,T}}$ is the magnetic field antenna factor of the transmit antenna, in dB(S/m);
- $F_{\text{aH,R}}$ is the magnetic field antenna factor of the receive antenna, in dB(S/m);
- A_{Ni} is the normalized site insertion loss, in dB(m²/S²), calculated in accordance with Annex J;
- ΔA_i is the site insertion loss deviation, in dB.

$F_{\text{aH,T}}$ and $F_{\text{aH,R}}$ shall be calibrated according to CISPR 16-1-6 with frequency steps less than or equal to those specified in Table 9.

Due to the required sensitivity at 10 m measurement distance, the use of a transmit power amplifier can be required. To avoid overloading the receiver in the V_{DIRECT} measurement mode, an additional attenuator can be necessary; see Figure 38. If such an attenuator is used in the V_{DIRECT} measurement, but not in the V_{SITE} measurement, a calibrated attenuator shall be used, and its attenuation a_{ATT} shall be taken into account, in accordance with Equation (28).

$$\Delta A_i = V_{\text{DIRECT}} + a_{\text{ATT}} - V_{\text{SITE}} - F_{\text{aH,T}} - F_{\text{aH,R}} - A_{\text{Ni}} \quad (28)$$

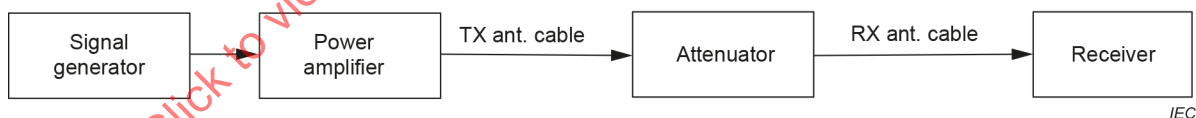


Figure 38 – Test set-up for V_{DIRECT} with power amplifier and attenuator

5.5.3 Reference site method

The site insertion loss deviation is calculated as given by Equation (29).

$$\Delta A_i = V_{\text{DIRECT}} - V_{\text{SITE}} - A_{\text{LPR}} \quad (29)$$

The antenna pair reference A_{LPR} is calibrated at a REFTS by using Equation (30).

$$A_{\text{LPR}} = V_{\text{DIRECT,R}} - V_{\text{SITE,R}} \quad (30)$$

A REFTS suitable for this purpose shall have a site insertion loss deviation less than 1 dB for a measurement distance of 3 m, and less than 2 dB for the other measurement distances. Compliance to this requirement shall be shown using the NSIL method given in 5.5.2.

5.5.4 Acceptance criterion

The site insertion loss deviation ΔA_i , calculated in accordance with 5.5.2 or 5.5.3 depending on which site validation method was used, shall comply with the applicable criterion specified in Table 10 at all frequencies, for all three antenna orientations, and at all five test positions.

Table 10 – Acceptance criterion

Measurement distance m	Maximum deviation dB
3	± 4 dB
5	± 4 dB
10	± 4 dB ^a
^a Measurements of 10 m SACs show that it might not be possible to fulfill the criterion of ± 4 dB over the complete frequency range. Therefore use of such a SAC is accepted, even if it is not compliant with the ± 4 dB criterion. In this case, the increased uncertainty shall be taken into account for compliance with the applicable limit. For each frequency, the maximum of $ \Delta A_i $ of all points where the criterion is exceeded shall be taken as δA_i to calculate U_{lab} . U_{lab} is calculated separately for each orientation. See CISPR 16-4-2 and Annex M for further information. More information about measurement at various distances can be found in [25].	

6 Test sites for measurement of radio disturbance field strength for the frequency range of 30 MHz to 1 000 MHz

6.1 General

An environment is required that assures valid, reproducible measurement results of disturbance field strength from an EUT. For an EUT that can only be tested at its place of use, other provisions shall be utilized (i.e. see details on in-situ measurements in CISPR 16-2-3).

In the frequency range 30 MHz to 1 GHz, a semi-free space environment is required. Such a semi-free space environment shall be an OATS, an OATS with a weather-protection enclosure, or a SAC. However, measurements in this frequency range can also be performed in a free-space environment (i.e. in a FAR).

6.2 OATS

6.2.1 General

An OATS is an area characterized by cleared level terrain and with the presence of a conducting ground plane. To meet the validation requirements of this document, a metallic ground plane is recommended. Such a test site shall be free of buildings, electric lines, fences, trees, etc. and free from underground cables, pipelines, etc., except as required to supply and operate the EUT. Refer to Annex D for specific construction recommendations of an OATS for disturbance field-strength measurements in the range of 30 MHz to 1 000 MHz. The site validation procedures for an OATS are given in 6.6 and 6.7. Annex F explains the basis for the acceptability criterion.

6.2.2 Weather-protection enclosure

Weather protection is desirable if the test site is used throughout the year. A weather-protection structure can protect either the entire test site (including EUT and field-strength measuring antenna) or the EUT only. The materials used shall be RF-transparent, to preclude undesirable reflections and attenuation of the emitted field from the EUT (see 6.3.1).

The structure of a weather-protection enclosure shall be shaped to allow easy removal of snow, ice, or water. See Annex D for further details.

6.2.3 Obstruction-free area

For open-area test sites, an obstruction-free area surrounding the EUT and field-strength measuring antenna is required. The obstruction-free area shall be free from significant scatterers of electromagnetic fields, and shall be large enough so that scatterers outside the obstruction-free area will have little effect on the fields measured by the field-strength measuring antenna. To determine the adequacy of an obstruction-free area, site validation tests shall be performed.

Because the magnitude of the field scattered from an object depends on many factors (size of the object, distance from the EUT, orientation with respect to the EUT, conductivity and permittivity of the object, frequency, etc.), it is impractical to specify a reasonable obstruction-free area that is necessary and sufficient for all applications. The size and shape of the obstruction-free area are dependent upon the measurement distance, and whether or not the EUT will be rotated. If the site is equipped with a turntable, the recommended obstruction-free area is an ellipse with the receive antenna and EUT at the two foci, with a major axis equal to twice the measurement distance and a minor axis equal to the product of the measurement distance and $\sqrt{3}$ (see Figure 5).

For this ellipse, the length of the path taken by the undesired indirect ray reflected from any object on the perimeter is twice the length of the path taken by the direct ray between the foci. If a large EUT is installed on the turntable, the obstruction-free area shall be expanded so that the obstruction clearance distances are established relative to the perimeter of the EUT.

If the site is not equipped with a turntable, i.e. the EUT is stationary, the recommended obstruction-free area is a circular area such that the radial distance from the boundary of the EUT to the boundary of the area is greater than or equal to the measurement distance multiplied by 1,5 (see Figure 6). In this case, the antenna is moved around the EUT at the measurement distance.

The terrain within the obstruction-free area shall be flat. Small slopes needed for adequate drainage are acceptable. The flatness of the metallic ground plane, if used, is discussed in D.2. Measuring apparatus and all personnel shall be situated outside the obstruction-free area.

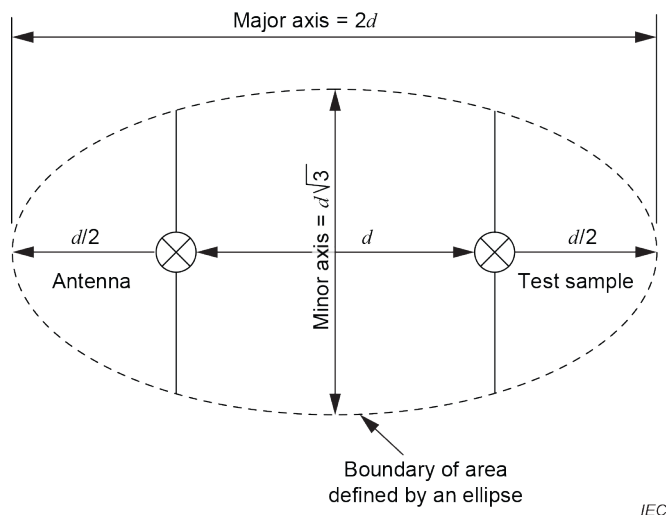


Figure 5 – Obstruction-free area of a test site with a turntable

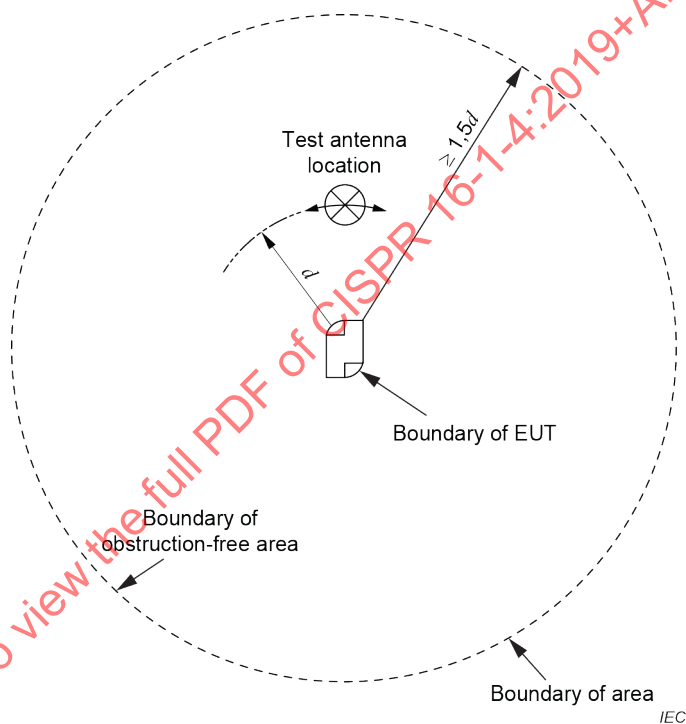


Figure 6 – Obstruction-free area with stationary EUT

6.2.4 Radio-frequency ambient environment of a test site

The radio-frequency ambient levels at an OATS shall be sufficiently low compared to the levels of the disturbance measurements to be performed. The quality of the site for this condition may be evaluated under four categories, listed as follows in order of merit:

- the ambient emissions are 6 dB or more below the measurement levels;
- some ambient emissions are within 6 dB of the measurement levels;
- some ambient emissions are above the measurement levels, but are either aperiodic (i.e. sufficiently long in time between transmissions to allow a measurement to be made) or continuous, but only on limited identifiable frequencies;
- the ambient levels are above the measurement levels over a large portion of the measurement frequency range and occurring continuously.

The selection of a test site should ensure that the accuracy of the measurement is maintained, given the ambient environment and the degree of engineering skill available.

In addition to the RF ambient environment, the receiver intrinsic noise floor contributes to the uncertainty of the results of radiated disturbance measurements. Hence both the RF ambient emissions and the receiver intrinsic noise shall be minimized, to allow a valid comparison of the measured disturbance level with the disturbance limit.

6.2.5 Ground plane

The OATS ground plane can be at earth level, or elevated on a suitably-sized platform or horizontal rooftop site. A metal ground plane is preferred, but for certain equipment and applications, product publications may recommend other site types. Adequacy of the metal ground plane will be dependent on whether the test site meets the site validation requirements of 6.4. If metallic material is not used for the ground plane, caution is required to select a site that does not change its reflective characteristics with time, weather conditions, or effects due to buried metallic material, such as pipes, conduits, and non-homogeneous soil. Such sites generally give different SA characteristics compared to those with metallic surfaces.

6.3 Suitability of other test sites

6.3.1 Other ground-plane test sites

There are many different test sites and facilities that have been constructed and used to make radiated disturbance measurements. Most are protected from the weather and the adverse effects of the RF ambient. For example in a SAC, all walls and the ceiling are equipped with appropriate RF absorbing material, while the floor consists of a metallic ground plane to emulate an OATS. A SAC isolates the receive antenna from the ambient RF environment, and permits EUT testing independent of weather conditions.

Whenever construction material encloses a ground-plane test site, it is possible that the results of a validation measurement at a single location, as specified in 6.7, are not adequate to show acceptability of such an alternative site.

Therefore to evaluate suitability of an alternative ground-plane test site, the procedure of 6.8 shall be used, which is based on making validation measurements at multiple positions throughout a volume occupied by the EUT. For a site to be judged suitable as an equivalent to an OATS, the results of these validation measurements shall all be within a tolerance of ± 4 dB.

NOTE SACs typically meet site quality category a) in 6.2.4.

6.3.2 Test sites without ground plane (FAR)

A fully-absorber-lined shielded enclosure, also known as a fully-anechoic room (FAR), can be used for radiated disturbance measurements. When a FAR site is used, appropriate radiated disturbance limits shall be defined in relevant standards (generic, product, or product family standards). Compliance of an EUT with the requirements for the protection of radio-services (i.e. limits) shall be evaluated at FAR sites using similar methods as with measurements done at an OATS.

A FAR is intended to simulate a free-space environment, such that only the direct ray from the transmit antenna or EUT reaches the receive antenna. All indirect and reflected ray waves shall be minimized by appropriate placement of RF absorbing material on all walls, ceiling, and floor of a FAR. Like a SAC, a FAR isolates the receive antenna from the RF ambient environment, and permits EUT testing independent of weather conditions.

NOTE FARs typically meet site quality category a) in 6.2.4.

6.4 Test site validations

6.4.1 General

Three methods for site validation of a COMTS may be used for the purposes of this document:

- NSA method with tuned dipoles;
- NSA method with broadband antennas;
- Reference site method (RSM) with broadband antennas.

The NSA method with tuned dipoles is not specifically described, but it may be used for the purposes of this document. Theoretical NSA tables for tuned dipoles, including tables of the theoretical mutual impedance correction factors, are given in [20]¹.

Validations for test sites with a ground plane (i.e. OATS and SAC) are introduced in 6.4.2 and 6.5.1, followed by detailed procedures for the RSM in 6.6 and for the NSA method in 6.7. Validation of a SAC and a weather-protection enclosed OATS requires additional measurements as described in 6.8.

Table 1 summarizes the site validation methods applicable for these specific test site types. As shown in this table, two or three site validation methods are described for each of these test site types. These methods are deemed to be equivalent for the purposes of this document; meaning compliance with the validation criterion can be evaluated using only one method. Furthermore, no one of these documented methods is defined as the reference method.

The site validation methods in this document provide a measure of uniformity of the validated test volume using a comparison between ideal (theoretical) and measured site attenuation between the transmit antenna and the receive antenna. The transmit antenna does not simulate the EUT; therefore, the validation procedure does not define the maximum EUT volume. Considerations on EUT sizes depending on measurement distance are given in CISPR 16-2-3.

Table 1 – Site validation methods applicable for OATS, OATS-based, SAC, and FAR site types

Test site type	Applicability of site validation methods		
	Tuned dipoles	Broadband antennas	Broadband antennas
	NSA	NSA	RSM
OATS	Yes	Yes	Yes
OATS with weather protection	No	Yes	Yes
SAC	No	Yes	Yes
FAR	No	Yes	Yes

6.4.2 Overview of test site validations

The validation of a test site is performed using two co-polarized antennas. The validation shall be performed separately for both horizontal and vertical polarizations.

SA is obtained from the difference of:

- the source voltage level, V_i , applied to a transmit antenna;

¹ Numbers in square brackets refer to the bibliography.

- the maximum received voltage level, V_R , measured on the terminals of a receive antenna during a specified antenna height scan.

The voltage measurements are performed in a 50 Ω system.

The measured SA of an OATS (as in 6.2) and other ground-plane test sites (as in 6.3.1) is compared to the SA characteristics obtained at an ideal OATS – this is the definition of the measurand for test site validations. The result of this comparison is the SA deviation, ΔA_s , in dB; see Equation (6) and Equation (7). The site is considered suitable when the SA deviation results are within a tolerance of ± 4 dB.

If the ± 4 dB tolerance is exceeded, the test site configuration shall be investigated as described in 6.9.

NOTE The basis for the ± 4 dB site acceptability criterion is given in Annex F.

Additionally, SA deviations shall not be used to correct field-strength measurement data for an EUT. The procedures of 6.4 shall be used only for test site validations.

6.5 Basic parameters of the NSA method for OATS and SAC

6.5.1 General equation and table of theoretical NSA values

NSA values calculated at specific frequencies are provided in Table 2 for broadband antennas. The quantities d , h_1 , h_2 , f_M , and A_N used are identified at the end of Table 2.

NOTE 1 NSA values for frequencies other than shown in Table 2 can be obtained using linear interpolation between the tabulated values.

NOTE 2 The spacing d between LPDA antenna pairs is measured from the projection on the ground plane of the mid-point of the longitudinal axis of each antenna.

NOTE 3 The spacing d between biconical antennas is measured from the element centreline axes at the feedpoint.

For measurements in each polarization, the NSA method requires two different measurements of the received voltage, V_R .

The first reading of V_R (V_{DIRECT}) is taken with the two coaxial cables disconnected from the two antennas and connected to each other via an adaptor. The second reading of V_R (V_{SITE}) is taken with the coaxial cables reconnected to their respective antennas, then the maximum signal is measured when the receive antenna is scanned in height (1 m to 4 m, for 3 m, 5 m, 10 m and 30 m separation distances). For both measurements, the signal source voltage, V_i , is kept constant. The measured results, along with the theoretical NSA (A_N), are used in Equation (6) to obtain the SA deviation results. All terms are in dB.

$$\Delta A_s = V_{\text{DIRECT}} - V_{\text{SITE}} - F_{aT} - F_{aR} - A_N \quad (6)$$

where

ΔA_s is the SA deviation;

F_{aT} is the transmit antenna factor;

F_{aR} is the receive antenna factor;

A_N is the theoretical NSA, according to Table 2.

F_{aT} and F_{aR} shall be calibrated as free-space antenna factors; see 6.5.2.

Note that the first two terms represent the actual measurement of SA, i.e. in the classical view SA is equal to $(V_{\text{DIRECT}} - V_{\text{SITE}})$, which is the insertion loss of the propagation path with the inclusion of the properties of the two antennas used.

To confirm the absence of voltage drift due to temperature changes in measurement devices or cables, re-measure V_{DIRECT} after a suitable time period to confirm stability of the results.

For the respective NSA measurement method used (swept frequency method per 6.7.2, or discrete frequency method per 6.7.1), the validation criterion shall be satisfied at all frequencies in the desired frequency range.

Table 2 lists NSA values for broadband antennas, such as biconical and LPDA, for both horizontal and vertical polarizations relative to the ground plane.

If ΔA_s is greater than ± 4 dB, proceed as described in 6.9.

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of CISPR 16-1-4:2019+AMD1:2020+AMD2:2023 CSV

Table 2 – Theoretical normalized site attenuation, A_N – recommended geometries for broadband antennas^a (1 of 2)

Polariza- tion	Horizontal										Vertical											
	3	3	5	5	10	10	10	10	30	30	3	3	5	5	10	10	10	10	30	30		
d	m																					
h_1	m	1	2	1	2	1	2	1	2	1	2	1	1,5	1	1,5	2,0	1	1,5	3,5	1		
$h_{2,min}$	m	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1		
$h_{2,max}$	m	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4		
f_M	MHz	A_N																				
		dB(m ²)																				
30		15,8	11,0	20,7	15,6	14,3	29,8	24,1	21,3	19,7	47,8	41,7	8,2	9,3	11,4	12,0	12,7	16,7	17,4	18,2	26,0	26,0
35		13,4	8,8	18,2	13,3	12,2	27,1	21,6	18,9	17,4	45,1	39,1	6,9	8,0	10,1	10,7	11,5	15,4	16,1	16,9	24,7	24,7
40		11,3	7,0	16,0	11,4	10,5	24,9	19,4	16,9	15,6	42,8	36,8	5,8	7,0	8,9	9,6	10,4	14,2	14,4	15,0	23,5	23,5
45		9,4	5,5	14,1	9,8	9,1	22,9	17,5	15,2	14,2	40,8	34,7	4,9	6,1	7,9	8,6	9,5	13,2	13,4	14,0	22,5	22,5
50		7,8	4,2	12,4	8,5	7,9	21,1	15,9	13,7	13,1	38,9	32,9	4,0	5,4	7,1	7,8	8,7	12,3	12,5	13,2	21,6	21,6
60		5,0	2,2	9,5	6,3	6,0	18,0	13,1	11,5	11,3	35,8	29,8	2,6	4,1	5,6	6,3	7,4	10,7	11,0	11,7	20	20
70		2,8	0,6	7,2	4,6	4,4	15,5	10,9	9,9	9,9	33,1	27,2	1,5	3,2	4,3	5,2	6,4	9,4	9,7	10,5	18,7	18,7
80		0,9	-0,7	5,3	3,2	3,2	13,3	9,2	8,6	8,7	30,8	24,9	0,6	2,6	3,3	4,3	5,6	8,3	8,6	9,5	17,5	17,5
90		-0,7	-1,8	3,7	2,0	2,1	11,4	7,8	7,5	7,7	28,8	23,0	-0,1	2,1	2,4	3,5	5,1	7,3	7,6	8,7	16,5	16,5
100		-2,0	-2,8	2,3	1,0	1,1	9,7	6,7	6,6	6,7	27	21,2	-0,7	1,9	1,6	2,9	4,7	6,4	6,8	8,0	15,6	15,6
120		-4,2	-4,4	0,1	-0,7	-0,5	7,0	5,0	4,9	5,1	23,9	18,2	-1,5	1,3	0,3	2,1	3,4	4,9	5,4	7,0	14,0	14,0
140		-6,0	-5,8	-1,7	-2,1	-1,9	4,8	3,5	3,5	3,8	21,2	15,8	-1,8	-1,5	-0,6	1,7	1,0	3,7	4,3	6,2	12,7	12,7
160		-7,4	-6,7	-3,1	-3,3	-3,1	3,1	2,3	2,4	2,6	19	13,8	-1,7	-3,7	-1,3	1,0	-0,7	2,6	3,4	4,1	11,5	11,6
180		-8,6	-7,2	-4,3	-4,4	-4,1	1,7	1,2	1,3	1,6	17	12,0	-1,3	-5,3	-1,8	-1,0	-2,2	1,8	2,7	2,8	10,5	10,6
200		-9,6	-8,4	-5,3	-5,3	-4,7	0,6	0,3	0,4	0,6	15,3	10,6	-3,6	-6,7	-2,0	-2,6	-3,3	1,0	2,1	1,6	9,6	9,7
250		-11,7	-10,6	-7,5	-6,7	-6,7	-1,6	-1,7	-1,6	-1,2	11,6	7,8	-7,7	-9,1	-3,2	-5,5	-5,6	-0,5	0,3	0,6	-0,3	7,9

Horizontal													Vertical									
3	3	5	5	5	10	10	10	10	10	30	3	3	3	5	5	5	10	10	10	10	10	10
12,8	-12,3	-9,2	-8,5	-8,4	-3,3	-3,3	-3,0	-2,8	8,8	6,1	-10,5	-10,9	-6,2	-7,5	-7,3	-1,5	-1,9	-2,4	-1,9	-2,4	-1,9	-2,4
14,8	-14,9	-11,8	-11,2	-11,0	-5,9	-5,8	-5,6	-5,4	4,6	3,5	-14,0	-12,6	-10,0	-10,5	-10,0	-4,1	-5,0	-5,1	-4,5	-4,5	-4,5	-4,5
17,3	-16,7	-13,0	-13,3	-13,0	-7,9	-7,6	-7,6	-7,3	1,8	1,6	-16,4	-15,1	-12,5	-12,6	-11,6	-6,7	-7,2	-7,1	-6,3	-6,3	-6,3	-6,3
19,1	-18,3	-14,9	-14,9	-14,5	-9,5	-9,3	-9,2	-8,9	0,0	0,0	-16,3	-16,9	-14,4	-13,5	-13,4	-8,7	-9,0	-8,7	-8,0	-8,0	-8,0	-8,0
20,6	-19,7	-16,4	-16,1	-15,9	-10,8	-10,6	-10,5	-10,2	-1,3	-1,4	-18,4	-18,4	-15,9	-15,1	-14,8	-10,2	-10,4	-9,9	-9,3	-9,3	-9,3	-9,3
21,3	-20,8	-17,6	-17,3	-17,1	-12,0	-11,8	-11,6	-11,4	-2,5	-2,5	-20,0	-19,3	-17,2	-16,5	-16,0	-11,5	-11,6	-11,1	-10,5	-10,5	-10,5	-10,5
22,5	-21,8	-18,7	-18,4	-18,0	-12,8	-12,9	-12,7	-12,4	-3,5	-3,5	-21,3	-20,4	-17,4	-17,6	-16,9	-12,6	-12,7	-12,1	-11,5	-11,5	-11,5	-11,5
23,5	-22,7	-19,7	-19,3	-19,0	-13,8	-13,8	-13,6	-13,6	-4,4	-4,5	-22,4	-21,4	-18,5	-18,6	-17,9	-13,6	-13,6	-13,1	-12,4	-12,4	-12,4	-12,4

A_N
dB(m²)

to apply to antennas that have at least 25 cm of ground plane clearance when the centre of the antennas is 1 m above the ground plane.

other frequencies are found via linear interpolation.

horizontal separation between the projection of the transmit antenna and receive antenna midpoints on the ground plane;

height of the centre of the transmit antenna above the ground plane;

range of heights of the centre of the receive antenna above the ground plane. The maximum received signal in this height scan range is

ults;

frequency;

SA.

Polariza- tion		Horizontal										Vertical											
d	m	3	3	5	5	10	10	10	10	30	30	3	3	5	5	5	5	10	10	10	10	30	30
h_1	m	1	2	1	2	2,5	1	2	3	4	1	2	1	1,5	1	1,5	2,0	1	1,5	2,5	3,5	1	1,5
$h_{2,min}$	m	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
$h_{2,max}$	m	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4
f_M MHz		A_N dB(m ²)																					
300		-12,8	-12,3	-9,2	-8,5	-8,4	-3,3	-3,3	-3,0	-2,8	8,8	6,1	-10,5	-10,9	-6,2	-7,5	-7,3	-1,5	-2,4	-1,9	6,2	6,5	
400		-14,8	-14,9	-11,8	-11,2	-11,0	-5,9	-5,8	-5,6	-5,4	4,6	3,5	-14,0	-12,6	-10,0	-10,5	-10,0	-4,1	-5,0	-4,5	3,9	4,3	
500		-17,3	-16,7	-13,0	-13,3	-13,0	-7,9	-7,6	-7,6	-7,3	1,8	1,6	-16,4	-15,1	-12,5	-12,6	-11,6	-6,7	-7,2	-6,3	2,1	2,8	
600		-19,1	-18,3	-14,9	-14,9	-14,5	-9,5	-9,3	-9,2	-8,9	0,0	0,0	-16,3	-16,9	-14,4	-13,5	-13,4	-8,7	-9,0	-8,7	0,8	1,8	
700		-20,6	-19,7	-16,4	-16,1	-15,9	-10,8	-10,6	-10,5	-10,2	-1,3	-1,4	-18,4	-18,4	-15,9	-15,1	-14,8	-10,2	-10,4	-9,9	-0,3	-0,9	
800		-21,3	-20,8	-17,6	-17,3	-17,1	-12,0	-11,8	-11,6	-11,4	-2,5	-2,5	-20,0	-19,3	-17,2	-16,5	-16,0	-11,5	-11,6	-10,5	-1,1	-2,3	
900		-22,5	-21,8	-18,7	-18,4	-18,0	-12,8	-12,9	-12,7	-12,4	-3,6	-3,5	-21,3	-20,4	-17,4	-17,6	-16,9	-12,6	-12,7	-12,1	-1,7	-3,4	
1 000		-23,5	-22,7	-19,7	-19,3	-19,0	-13,8	-13,8	-13,6	-13,6	-4,4	-4,5	-22,4	-21,4	-18,5	-18,6	-17,9	-13,6	-13,6	-13,1	-3,5	-4,3	
^a		These data apply to antennas that have at least 25 cm of ground plane clearance when the centre of the antennas is 1 m above the ground plane in vertical polarization.																					
Values at other frequencies are found via linear interpolation.																							
d		is the horizontal separation between the projection of the transmit antenna and receive antenna midpoints on the ground plane;																					
h_1		is the height of the centre of the transmit antenna above the ground plane;																					
h_2		is the range of heights of the centre of the receive antenna above the ground plane. The maximum received signal in this height scan range is used for NSA results;																					
f_M		is the frequency;																					
A_N		is the NSA.																					

6.5.2 Antenna calibration

For site validation using the NSA method, free-space antenna factors are used, as measured with the methods of CISPR 16-1-6.

The use of free-space antenna factors for the calculation of NSA, as in Equation (6), can cause errors, particularly for biconical and tuned dipole antennas below 300 MHz. This is because the model for the theoretical NSA values in Table 2 is based on a Hertzian dipole and not on the actual antennas used to measure SA. This model does not take account of the significant change in antenna factor due to mutual coupling to the ground plane, or account of the radiation pattern of the antenna. This problem does not occur with the RSM because it does not involve antenna factors. A partial solution is available in [19] which significantly reduces uncertainties of the antenna factors in the NSA method.

6.6 Reference site method for OATS and SAC

6.6.1 General

The RSM is another method for validating the suitability of a test site, using broadband antennas. As with the NSA method, the evaluation of V_{DIRECT} and V_{SITE} is required. These results are obtained using exactly the same geometries and polarizations as specified for the NSA method. For a weather-protection-enclosed OATS or a SAC, the configurations are:

- 3 m, 5 m, or 10 m test distance;

NOTE 1 Although RSM may be applied to 30 m sites, it is impractical due to the limited number of appropriate reference test sites.

- transmit antenna heights are 1 m and 2 m for horizontal polarization, and 1 m and 1,5 m for vertical polarization;

NOTE 2 For other transmit antenna heights, see Table 2.

- 1 m to 4 m receive antenna height scan range.

The main difference between the RSM and NSA methods is in the calculation of SA deviations, using Equation (7):

$$\Delta A_s = V_{\text{DIRECT}} - V_{\text{SITE}} - A_{\text{APR}} \quad (7)$$

Rather than using antenna factors for the transmit antenna and the receive antenna and the calculated NSA (A_N) values, as in the NSA method Equation (6), measured results for the antenna-pair reference SA (A_{APR}) are used.

NOTE 3 A_{APR} does not involve antenna factors, but comprises coupling between the antennas, including the effects of coupling of each antenna to the ground. Furthermore, the radiation patterns of the antennas are included, different from the NSA method where the radiation patterns are approximated as being those of Hertzian dipoles.

For a weather-protection enclosed OATS and a SAC, four data sets are required, i.e. two antenna heights with two polarizations. For each additional distance, polarization and antenna height, a different A_{APR} is needed, as shown in the example template of Table 3.

Table 3 – Example template for A_{APR} data sets

Frequency MHz	Antenna pair reference site attenuation, A_{APR} dB			
	Horizontal		Vertical	
	$h_1 = 1$ m	$h_1 = 2$ m	$h_1 = 1$ m	$h_1 = 1,5$ m
30	...	...	...	...
31	...	...	...	...
32	...	...	...	...
...	...	...	...	...

When using a network analyzer or a stepped-frequency receiver to perform an RSM measurement, the frequency steps of Table 4 shall be used.

NOTE 4 RSM is a swept frequency method; Table 4 defines the maximum step size.

NOTE 5 When using a continuously-tuned receiver or a spectrum analyzer for an RSM measurement, the frequency step size definition of Table 4 does not apply.

Table 4 – RSM frequency steps

Frequency range MHz	Maximum frequency step size MHz
30 to 100	1
100 to 500	5
500 to 1 000	10

Frequencies used for the RSM measurement of a test site shall be identical to the frequencies used to obtain the A_{APR} data (e.g. at a REFTS; see 6.6.3).

The ΔA_s criterion, see Equation (7), shall be satisfied at the frequencies given in Table 4.

6.6.2 Antennas not permitted for RSM measurements

For the purposes of this document, hybrid antennas shall not be used for RSM site validation measurements.

NOTE 1 When specific SAC sites are validated using biconical and hybrid antennas, a large deviation in the results has been observed. The main reason for deviations is the different distance between the phase centres of the antennas, e.g. 10 m for biconical antennas and approximately 11,2 m for typical hybrid antennas. To avoid such reproducibility issues, hybrid antennas are excluded.

NOTE 2 Hybrid antennas typically are not used for site validation because of the larger uncertainties in positioning of these typically larger and bulkier antennas, especially for a 3 m test site where the overall combined length of the two hybrid antennas may be nearly 3 m.

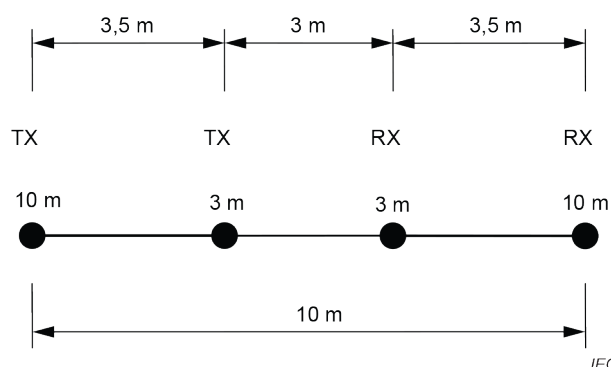
NOTE 3 Better performance for a SAC is typically obtained with standard antennas (biconical or LPDA) for a lower ΔA_s ; adjustment of SAC design parameters to achieve site validation compliance using hybrid antennas is strongly discouraged. To construct a SAC with better performance than those required, the standard requires the manufacturer to fulfil e.g. $\Delta A_s = 3,5$ dB.

6.6.3 Determination of the antenna pair reference site attenuation on a REFTS

One approach to measuring A_{APR} is to use a reference test site (REFTS), which has performance established according to procedures described in CISPR 16-1-5. A separate second approach is given in 6.6.4.

For a test distance of 10 m, identical positions on the REFTS shall be used to determine A_{APR} as were used for the REFTS validation according to CISPR 16-1-5 procedures.

For a test distance of 3 m, measurements shall be made on the axis drawn between the transmit antenna and the receive antenna positions as were used for the REFTS validation according to CISPR 16-1-5 procedures (see Figure 7).



Key

TX = transmit antenna

RX = receive antenna

Figure 7 – Test point locations for 3 m and 10 m test distances

The following procedure shall be used to determine A_{APR} :

- determine V_{DIRECT} ;
- place the transmit antenna in horizontal polarization at a height of 1 m;
- place the receive antenna in the same polarization at a distance d ;
- determine V_{SITE} during the 1 m to 4 m height scan of the receive antenna;
- calculate A_{APR} as follows using Equation (8):

$$A_{APR} = V_{DIRECT} - V_{SITE} \quad (8)$$

- repeat steps b) to e) for transmit antenna height of 2 m with horizontal polarization, and then for transmit heights of 1 m and 1,5 m with vertical polarization.

6.6.4 Determination of the antenna pair reference site attenuation using an averaging technique on a large OATS

Another method to determine A_{APR} is by measurements on a large OATS (see the following paragraphs in this subclause for the criteria to be large). Deviations of the SA from the ideal behavior are caused by the limited area and flatness of the ground plane, and reflections from objects in the near vicinity such as buildings and trees. Also, reflections from the edges of the ground plane can cause a sinusoidal ripple in the measured SA, predominantly for vertical polarization measurements. By varying the location of the antenna pair on the ground plane, the magnitude and the phase of the ripple will also change.

To minimize these effects, the SA is measured at several antenna pair positions, and an average value is calculated. This average value will converge to the SA of an ideal site.

NOTE 1 A similar technique is given in reference [19].

The large OATS shall meet the following requirements:

- minimum ground plane size of 30 m by 20 m;

- deviation from flatness less than ± 10 mm;
- without protective layer (dielectric) on the metal ground plane.

The following procedure shall be used to determine A_{APR} .

- Identify paired test points on the OATS, according to the scheme shown in Figure 8. All nine points for each antenna shall be located on the ground plane. If a weather-protection cover is present on the OATS, the minimum distance between any test point and any part of the cover shall be greater than 3 m. Measurement locations inside the cover are prohibited.

NOTE 2 It is advantageous that the local grid (coordinate system) be placed at some non-zero angle relative to the (straight) edges of the ground plane, likewise at some non-zero angle relative to welded seams. An example of such a layout is given in Figure 9.

Under the following conditions, the use of less than nine measurement positions (18 points) shall be allowed.

- Where compliance was shown in the past:

If compliance with the standard deviation $s \leq 0,3$ dB criterion [see Equation (10)] was shown for at least one pair of antennas for each frequency sub-range within the past 24 months, the following minimum numbers of antenna-pair measurement positions shall be allowed:

- one position (centre) for biconical antennas, in horizontal polarization;
- three positions (centre, plus two other positions) for biconical antennas, in vertical polarization;
- one position (centre) for LPDA antennas, in both polarizations.

- Where compliance can be shown with fewer points, if the compliance criterion is met with fewer than nine points it is permitted to use that number of points.

NOTE 3 For determining the most accurate A_{APR} , the use of all nine antenna-pair positions will improve the averaging result.

- Number the selected measurement positions from 1 to N ($N \leq 9$).
- Place the antennas at position 1.
- Measure $A_{APR,1}$ for all required heights and polarizations at all frequencies listed in Table 4.
- Repeat step d) for all other positions.
- Calculate the average of the measured $A_{APR,i}$ expressed in dB, using Equation (9):

$$A_{APR} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N A_{APR,i} \quad (9)$$

- Calculate the standard deviation of the mean (i.e. of A_{APR}) in dB, using Equation (10):

$$s(A_{APR}) = \sqrt{\frac{1}{N(N-1)} \sum_{i=1}^N (A_{APR,i} - A_{APR})^2} \quad (10)$$

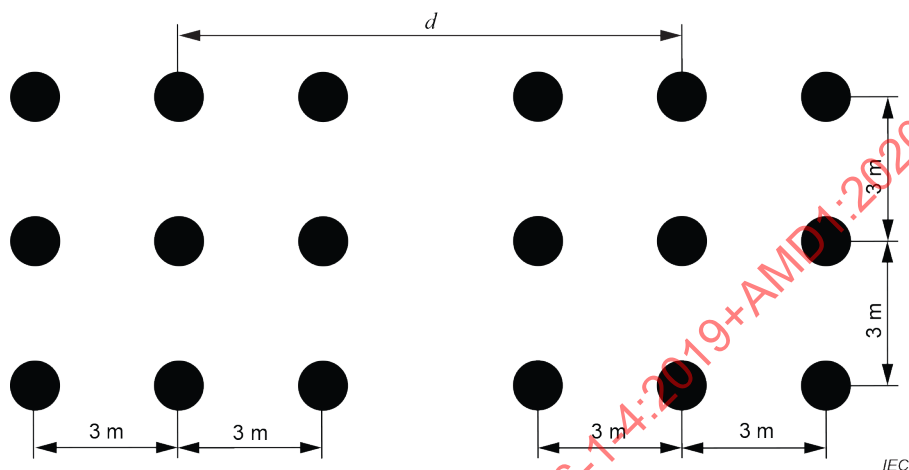
The calibrated A_{APR} values shall be deemed acceptable to use for subsequent COMTS validation if $s \leq 0,6$ dB at all measured frequencies.

If $N \geq 2$, Equation (10) shall be used to calculate the accuracy of $s(A_{APR})$ needed for an uncertainty calculation. If $N = 1$, $s = 0,6$ dB shall be assumed.

Special care shall be taken that no common offset (systematic effect) in the data for all selected positions is introduced. Such an effect could be due to influence of the antenna mast. For some antenna masts, a significant coupling between the metallic cover of the motor

box and the antenna can occur. The magnitude of this influence shall be investigated by changing the distance between the antenna and the motor cover d_{Ant} (see Figure 10), and repeating A_{APR} measurements with these new configurations. This influence shall be included in the uncertainty calculation.

Another cause for a common offset can be reflections from the antenna cable. To minimize this influence, the cable shall be extended horizontally for at least 2 m behind the antenna before routing down to the ground. Clamp-on ferrites shall be used on the cables to reduce surface currents. This influence factor shall be included in the uncertainty calculation as well.



d is the distance between the projections of the two antenna reference points

Figure 8 – Paired test point locations for all test distances

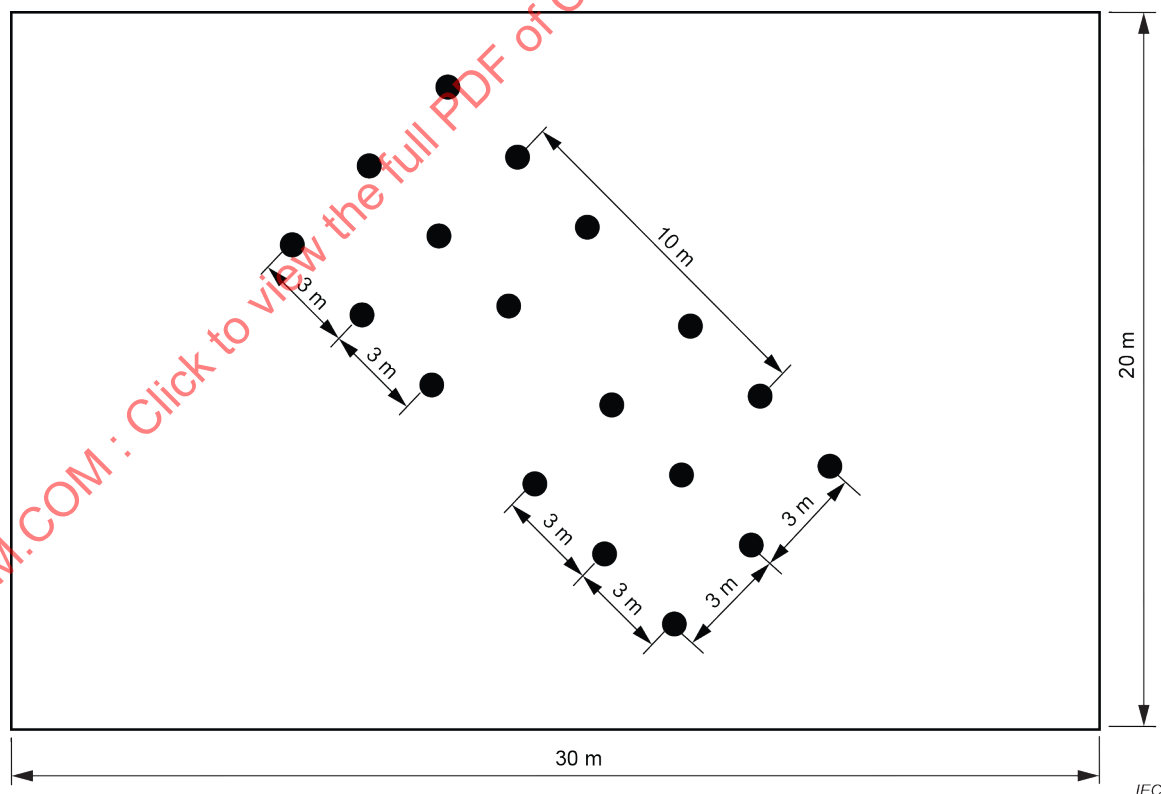


Figure 9 – Example of paired test point selection for a test distance of 10 m

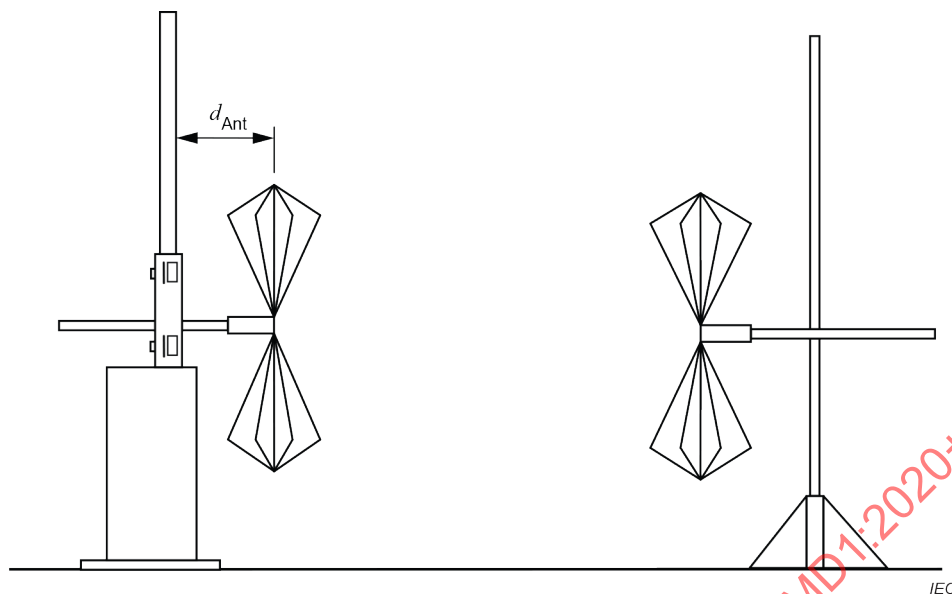


Figure 10 – Illustration of an investigation of influence of antenna mast on A_{APR}

6.7 Validation of an OATS by the NSA method

6.7.1 Discrete frequency method

6.7.1.1 Measurement set-up

Refer to Figure 11 and Figure 12 in 6.8 for specific test set-up details. The signal generator is connected to the transmit antenna with an appropriate length of cable. The transmit antenna is placed at the desired location. The transmit antenna height is set to h_1 (see Table 2 for the values of h_1) and the desired polarization is selected. For broadband antennas, the antenna heights shall be $h_1 = h_{2,min} = 1$ m.

The receive antenna is mounted on a mast that allows scanning over the height range $h_{2,min}$ to $h_{2,max}$, placed at a distance d from the transmit antenna, and connected to the measuring receiver or spectrum analyzer via a suitable length of cable. The same polarization as that for the transmit antenna is selected.

NOTE In contrast to the test set-up shown in Figure 11 and Figure 12, site validation of an OATS requires only a single site attenuation measurement.

6.7.1.2 Measurement procedure

The following steps shall be used for each frequency indicated in Table 2. The measurements are first made for antennas horizontally aligned and then for antennas vertically aligned with the transmit antenna height set at h_1 .

- Adjust the output level of the signal generator to give a received voltage display well above ambient and measuring receiver or spectrum analyzer noise.
- Raise the receive antenna on the mast through the h_2 scan range as specified in Table 2. Record the maximum signal level; this value is V_{SITE} for Equation (6) (see 6.5).
- Disconnect the cables from the transmit antenna and the receive antenna, then connect these cables directly together with a straight-through adaptor.
- Record the signal level with the transmit antenna and receive antenna cables connected. This value is V_{DIRECT} for Equation (6).
- At each frequency and for each polarization, enter the values from steps b) and d) in Equation (6).

- f) Insert the antenna factors of the transmit antenna and the receive antenna at the measurement frequency in Equation (6).
- g) Solve $A_s = V_{\text{DIRECT}} - V_{\text{SITE}} - F_{\text{aT}} - F_{\text{aR}}$ for A_s , which is the NSA for the measurement frequency and polarization used.
- h) Subtract the value in step g) from the appropriate theoretical NSA contained in Table 2, to obtain ΔA_s .
- i) If the ΔA_s results from step h) are less than ± 4 dB, the site is deemed to be acceptable at that frequency and polarization.
- j) Repeat steps a) through i) for the next frequency and polarization combination.

NOTE For NSA measurements, an impedance mismatch at the output of the signal source or at the input of the measuring receiver or spectrum analyzer can result in reflections which could cause errors. This can be avoided by use of attenuators of 10 dB, i.e. one at the transmit antenna and one at the receive antenna. If system sensitivity allows, these attenuators remain attached to the cables during the entire NSA measurement process.

6.7.2 Swept frequency method

6.7.2.1 Measurement set-up

The set-up is similar to that of 6.7.1, except that only broadband antennas are used. No restrictions on vertical polarization antenna height scan are necessary, due to the physically small size of such broadband antennas (compared to e.g. tuned dipoles). The antenna heights shall be $h_1 = h_{2,\text{min}} = 1$ m.

6.7.2.2 Measurement procedure

The following steps should be made using automatic measuring equipment having a peak hold ('max. hold'), storage capability, and tracking generator. In this method, both receive antenna height h_2 and frequency are scanned or swept over the required height and frequency ranges. The frequency ranges are usually determined by the type of broadband antenna used. The frequency sweep speed shall be much greater than the antenna height scan rate. Set the transmit antenna height to h_1 .

- a) Adjust the output level of the tracking generator to give a received voltage display well above ambient and scanning receiver or spectrum analyzer noise.
- b) Raise the receive antenna on the mast to the maximum height of the scan range, as specified in Table 2.
- c) Set the spectrum analyzer to sweep the desired frequency range. Ensure that the spectrum analyzer is adjusted so that a similar signal up to 60 dB higher can be displayed on the same amplitude scale. This will accommodate the levels to be recorded in step d).
- d) Slowly lower the receive antenna to the minimum height of the scan range, as specified in Table 2 for the appropriate site geometry. Store or record the maximum received voltage display V_{SITE} in dB(μ V). (The time it takes to lower the antenna should be much longer than the frequency sweep time.)
- e) Disconnect the cables from the transmit antenna and the receive antenna and connect them directly together with a straight-through adaptor. Store or record the resulting voltage display V_{DIRECT} in dB(μ V).
- f) At each frequency, subtract the voltage measured in step d) from the voltage measured in step e). Also subtract the antenna factors of the transmit antenna and the receive antenna, F_{aT} in dB(m^{-1}) and F_{aR} in dB(m^{-1}), respectively (antenna factors as a continuous function of frequency can be obtained by using simple linear curve fitting on a set of discrete antenna factor values). The result is the measured A_s over the range of frequencies used, which should be plotted. Also plot the theoretical NSA for an ideal site shown in Table 2.
- g) The differences ΔA_s found shall fall within the ± 4 dB criterion.

NOTE For NSA measurement methods, an impedance mismatch at the output of the signal source or at the input of the measuring receiver or spectrum analyzer may result in reflections which could cause errors. This can be avoided by use of padding attenuators of 10 dB, i.e. a 10 dB attenuator between each the transmit antenna connector and the receive antenna connector and the corresponding antenna cables. If system sensitivity allows, these attenuators typically remain attached to the cables during the entire NSA measurement process.

6.8 Validation of a weather-protection-enclosed OATS or a SAC

For an OATS with a weather-protection enclosure, or a SAC, a single site attenuation measurement is insufficient to pick up possible reflections from the construction materials and/or the RF-absorbing materials comprising the walls and ceiling of the facility. For these sites a "test volume" is defined as that volume traced out by the largest EUT or system to be tested as it is rotated about its centre location through 360°, such as by a turntable. Evaluating horizontal and vertical polarizations, such as illustrated in Figure 11 and Figure 12, may require a maximum of 20 separate SA measurements, i.e. five positions in the horizontal plane (centre, left, right, front, and rear, measured with respect to the centre and a line drawn from the centre to the position of the measuring antenna), for two polarizations (horizontal and vertical), and for two heights (1 m and 2 m for horizontal, 1 m and 1,5 m for vertical).

These measurements are performed with broadband antennas, and distances are measured with respect to the centres of the antennas. The transmit antenna and the receive antenna shall be aligned with the antenna elements parallel to each other, and orthogonal to the measurement axis.

For both horizontal and vertical polarizations, all antenna positions are at the periphery of the test volume, except for the centre position. As a guideline, the test volume should allow at least 25 cm between the antenna tip and the closest absorber tip, or at least 1 m between the antenna midpoint and the closest absorber tip. For vertical polarization, the lower tip of the antenna shall be greater than 25 cm from the floor, which may require the centre of the antenna to be slightly higher than 1 m for the lowest height measurement.

The number of required measurements can be reduced under the following conditions.

- a) The vertical and horizontal polarization measurements in the rear position may be omitted if the closest point of the construction and/or absorbing materials is at a distance greater than 1 m from the rear boundary of the test volume.

NOTE Radiated disturbance sources located near dielectric interfaces have been shown to have variations in current distribution that can affect the radiated properties of the source at that location. When an EUT can be located near these interfaces, additional SA measurements are necessary.

- b) The total number of horizontal polarization measurements along the test volume diameter joining the left and right positions may be reduced to the minimum number necessary for the antenna footprints to cover 90 % of the diameter.
- c) The vertical polarization measurements at the 1,5 m height may be omitted if the top of the EUT, including any mounting set-up table, is less than 1,5 m high.
- d) If the test volume is no larger than 1 m deep by 1,5 m wide by 1,5 m high, including a set-up table if used, horizontal polarization measurements need only be made at the centre, front and rear positions, but at both 1 m and 2 m heights. If the condition of item a) applies, the rear position may be omitted. This will require a minimum of eight measurements: four positions with vertical polarization (left, centre, right, and front) for one height, and four positions with horizontal polarization (centre and front) for two heights; see Figure 13 and Figure 14.

The receive antenna shall be re-positioned to maintain the appropriate separation along a line towards the turntable centre (see Figures 11, 12, 13 and 14). The test site is considered suitable for performing radiated disturbance measurement if all measurements prescribed above meet the requirements of 6.4.2.

If the test volume height h exceeds 2 m, two transmit antenna heights h_1 shall be used; i.e., $h_1 = 1$ m and $h_1 = h$ m for horizontal polarization, and $h_1 = 1$ m and $h_1 = (h - 0,5)$ m for vertical polarization. For example, if the test volume height $h = 3$ m, then the transmit antenna heights h_1 shall be 1 m and 3 m for horizontal polarization, and 1 m and 2,5 m for vertical polarization;

if the test volume height $h = 4$ m, then h_1 shall be 1 m and 4 m for horizontal polarization, and 1 m and 3,5 m for vertical polarization.

NSA data for additional transmit antenna heights of 3,0 m and 4,0 m (HP) and 2,5 m and 3,5 m (VP) for a measurement distance of 10 m, and for an additional transmit antenna height of 2,5 m (HP) and 2,0 m (VP) for a measurement distance of 5 m, are provided in Table 2.

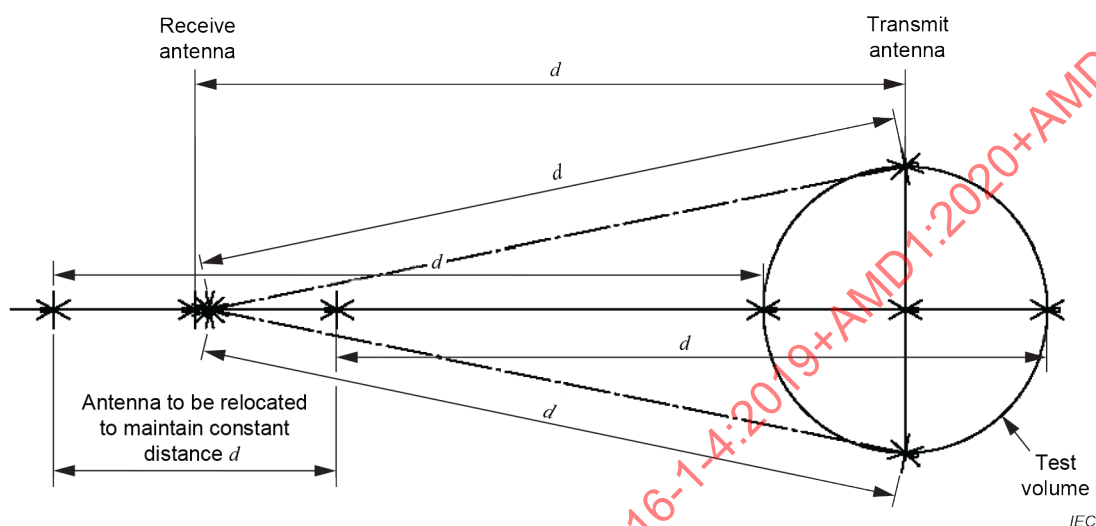


Figure 11 – Typical antenna positions for a weather-protected OATS or a SAC – vertical polarization validation measurements

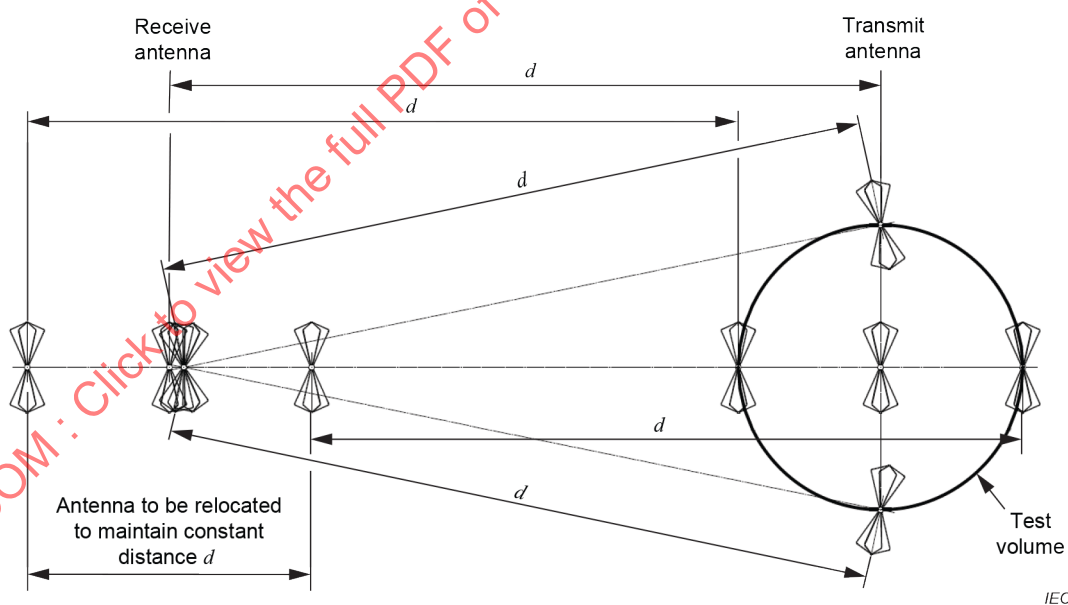


Figure 12 – Typical antenna positions for a weather-protected OATS or a SAC – horizontal polarization validation measurements



Figure 13 – Typical antenna positions for a weather-protected OATS or a SAC – vertical polarization validation measurements for a smaller EUT



Figure 14 – Typical antenna positions for a weather-protected OATS or a SAC – horizontal polarization validation measurements for a smaller EUT

- measurement procedure;
- accuracy of antenna factors;

- drift in signal source or accuracy of receiver or spectrum analyzer input attenuator; and
- readings from the measurement devices.

If no errors are found for the parameters in the preceding list, then the site shall be considered to be at fault, and detailed investigation of possible causes of site variability shall be made. Annex F describes the errors that can occur in NSA measurements.

Note that because vertical polarization is generally a more stringent measurement condition, site anomalies would typically be investigated using this more sensitive metric rather than horizontal polarization NSA results. Key items to investigate include:

- size and construction inadequacy of the ground plane;
- objects at the perimeter of the site that could cause undesired reflections;
- reflections from all-weather cover;
- discontinuity in the ground plane at the turntable circumference, for configurations where the turntable surface is conductive and at the same height as the site ground plane;
- thickness of any dielectric ground plane covers; and
- openings in the ground plane, e.g. for stairways to underground control rooms.

6.10 Site validation for FARs

6.10.1 General

For a FAR, the NSA shall satisfy the requirement of 6.10.4 over a cylindrical test volume generated by the rotation of the EUT on the turntable. In this context, “the EUT” includes all components of a multi-unit EUT and the interconnecting cables. Table 5 defines the maximum height and diameter ($h_{\max} = d_{\max}$) of the test volume as a function of test distance. This ratio between diameter and test distance ensures an acceptable uncertainty in EUT disturbance measurement.

Table 5 – Maximum dimensions of test volume versus test distance

Maximum diameter $d_{\max}$ and height $h_{\max}$ of the test volume m	Test distance d_{nominal} m
1,5	3,0
2,5	5,0
5,0	10,0

A single-position SA measurement may not be sufficient to pick up possible reflections from the shielded room construction materials and/or absorbing materials lining the walls, floor, ceiling, and turntable of a FAR.

Therefore, FAR site validation measurements shall be performed at fifteen measurement positions, for both horizontal and vertical antenna polarizations of the transmit antenna in the test volume (see Figure 15) as follows:

- at three heights of the test volume: bottom, middle and top;
- at five positions in all three horizontal planes: centre, left, right, front, and rear positions in each horizontal plane. The rear position may be omitted if the distance between the rear position and absorbers is more than 0,5 m. During EUT testing, the rear position on the turntable is also turned to the front, and the contribution of the back reflection then will not affect the maximum signal.

For SA measurements, two broadband antennas shall be used: one transmit antenna with its reference point at the measurement positions of the test volume, and one receive antenna outside this test volume at a prescribed orientation and position. The transmit antenna shall have an approximately omnidirectional H-plane pattern, typically a small biconical antenna.

The maximum dimension of the transmit antenna should not exceed 40 cm for a 3 m test distance; at larger distances, the tip-to-tip length of the biconical antenna may be a maximum of 44 cm for a cage design, or 50 cm if it is the collapsible type or a spun-metal cone.

Typical receive antennas are hybrid antennas for 30 MHz to 1 000 MHz, or separate antennas (biconical for 30 MHz to 200 MHz, and LPDA for 200 MHz to 1 000 MHz).

NOTE 1 Use of a hybrid antenna is not recommended for either EUT disturbance measurement or FAR site validation at 3 m distance, due to the relatively large physical size of typical hybrid antennas.

The same antennas used to measure the SA of a FAR shall also be used to measure the reference SA at a quasi free-space test site (see 6.10.2). The receive antenna used during the FAR validation shall be of the same type as used during subsequent radiated disturbance measurements of EUTs.

For test volume validation, both in horizontal and vertical polarizations, and for all transmit antenna positions in the test volume, the height position of the receive antenna in a FAR shall remain fixed at the middle level of the test volume, as shown in Figure 15 and Figure 16. Tilting the antennas is necessary to align the boresight axes of both antennas in one measurement axis along the line between the test points. The distance between the antenna reference point (defined by the antenna calibration) and the front position of the test volume is d_{nominal} . When the transmit antenna is moved to other positions in the test volume, the receive antenna shall be translated along the measurement axis to maintain d_{nominal} constant. The measurement axis is the line between the transmit antenna and the receive antenna, along which d_{nominal} is established. For all positions and polarizations, the receive antenna and the transmit antenna shall face one another with the elements of both antennas parallel (using tilting – see Figure 16). Any antenna masts and supporting floors shall be in place during the site validation measurements.

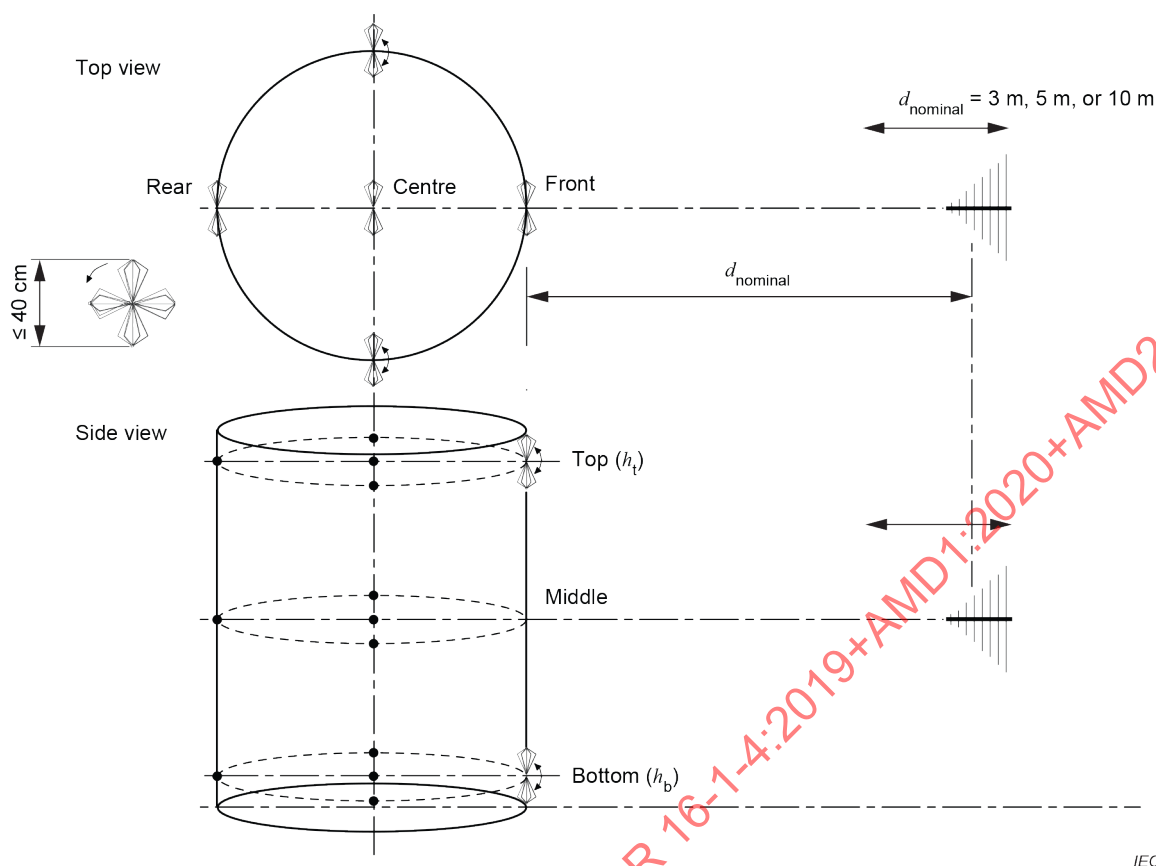


Figure 15 – Measurement positions for FAR site validation

For all positions of the transmit antenna in the test volume, in both horizontal and vertical polarizations, the transmit antenna and the receive antenna shall be aligned along the measurement axis.

d_{nominal} is the EUT test distance associated with the limit;
 d_{nominal} is the fixed antenna distance in the site validation measurements;
 d_{nominal} is the antenna separation used during measurement of the reference SA if the RSM is used.

The transmit antenna height position in the test volume shall be determined as follows:

- “Middle” (h_m) position: where possible, along a virtual axis positioned at mid-height and mid-width of a FAR;
- “Top (h_t)” and “Bottom (h_b)” positions: half of h_{max} (see Table 5) minus half of the transmit antenna dimension (e.g. 20 cm for a small biconical antenna).

These adjusted positions shall be used for both vertical and horizontal polarizations. The distance between the top and bottom planes and the ceiling and floor absorbers, respectively, is given by the absorber performance as determined by the volumetric NSA test; the distance shall be at least 0,5 m, to avoid EUT to absorber coupling.

The maximum step size for discrete-frequency measurements shall be as listed in Table 6.

Two methods are acceptable for FAR site validation:

- a) the RSM (6.10.2), which is required for test distances less than 5 m; or

- b) the NSA method (6.10.3), which is preferred for test distances greater than or equal to 5 m.

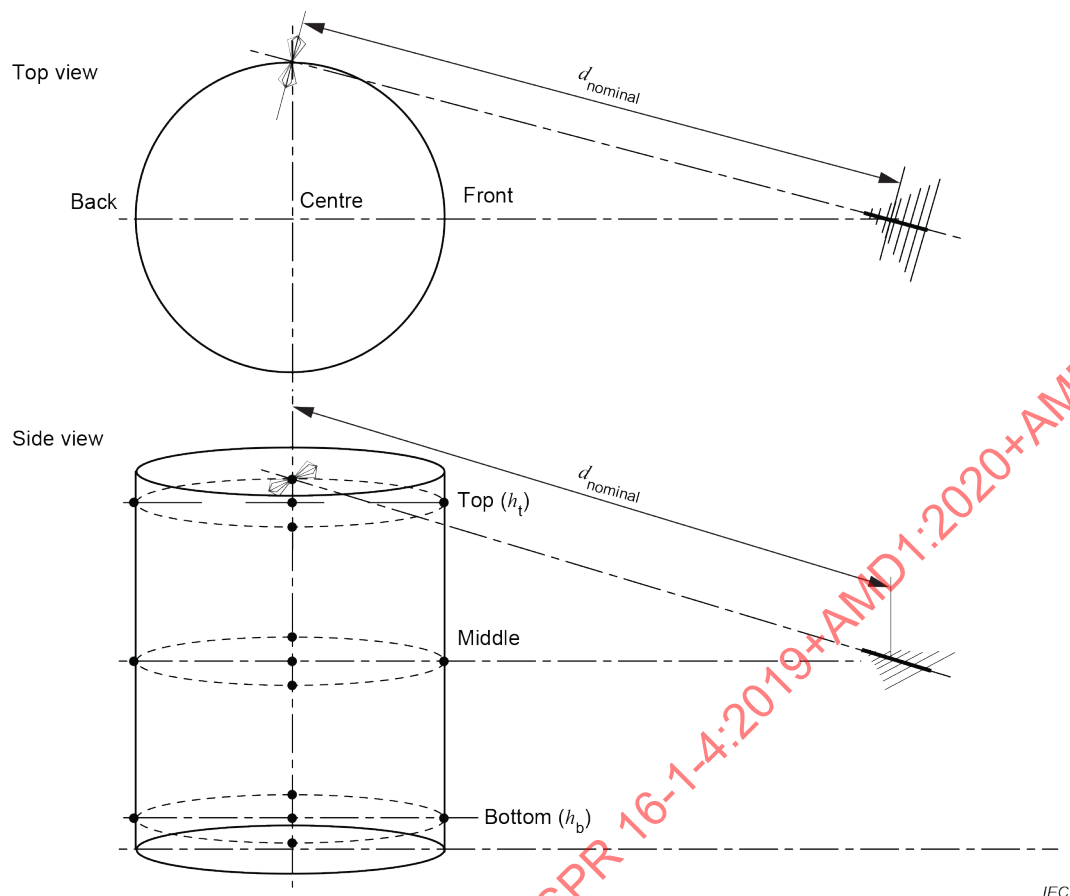
NOTE 2 At separations less than 5 m, antenna mutual coupling cannot be neglected. Additionally it is impractical to determine the RSM A_{APR} at distances larger than 5 m.

The site validation measurement methods are intended to provide 0 dB deviation from the SA that would result on an ideal site. The site validation criterion is defined in 6.10.4. Any means to reduce measurement uncertainty may be used, as long as these do not contradict the defined set-up and procedures or mask any site deficiencies (e.g. shall not inappropriately smooth resonant responses in results).

Site validation measurement uncertainty can be reduced by the following measures.

- a) For a vertically-polarized antenna, shielded cables shall be extended by at least 2 m behind each antenna before dropping the cable to the ground. If possible, cables shall extend straight back to the bulkhead connectors in the wall of the FAR. Another possibility is the use of clip-on ferrites on the cables. Another alternative for reducing the influence of RF cables is by instead using optical links.
- b) Attenuators at the antenna connectors (e.g. 6 dB or 10 dB) will reduce the influence of any large impedance mismatch at the antennas.
- c) Antennas with good balance of the balun shall be used (i.e. such that the receiver reading changes less than $\pm 0,5$ dB when the antenna is rotated through 180° with respect to its boresight axis). Antenna balance verification methods are described in 4.5.4.
- d) Separate biconical and LPDA antennas for FAR validation may be used (different antenna types below and above 200 MHz), if these will be used for EUT testing. A hybrid antenna may be used instead if the mechanical dimensions are sufficiently small relative to the test distance.

FAR site validation measurements shall be performed at regular intervals, to detect long-term changes in FAR characteristics, and when changes occur that might influence the electromagnetic-wave transmission characteristics in a FAR.



NOTE Horizontal antenna polarizations, top right position.

Figure 16 – Example of one measurement position and antenna tilt for FAR site validation

Table 6 – Frequency ranges and step sizes for FAR site validation

Frequency range MHz	Maximum frequency step MHz
30 to 100	1
100 to 500	5
500 to 1 000	10

6.10.2 RSM for FAR sites

The RSM accounts for antenna near field effects and field taper, which can have a significant influence on results at 3 m test distance involving a biconical receive antenna. Whilst these effects are present in the NSA method, they can largely be corrected for. The reference SA A_{APR} is measured at the nominal distance, $d_{nominal}$, between the transmit antenna and the receive antenna.

The FAR site validation procedure for each test volume position is performed in three steps as follows.

- V_{DIRECT} is the reference level measured by the receiver in dB(μ V) with the cables connected directly together, which is normally done once before a series of volumetric tests;
- V_{SITE} is the level measured by the receiver in dB(μ V) with antennas in place;

- c) the SA deviation (ΔA_s) relative to the antenna pair reference SA (A_{APR}), in dB, is calculated using Equation (11).

$$\Delta A_s = V_{DIRECT} - V_{SITE} - A_{APR} \quad (11)$$

For accurate site validations at distances less than 5 m, it is recommended that a dedicated pair of antennas (transmit antenna and receive antenna) be used to determine the reference SA. A quasi free-space test site (defined in 3.1.18) is required as the reference site. A quasi free-space test site includes two non-metallic antenna masts (constructed from wood or plastic with $\epsilon_r \leq 2,5$, low loss, and diameter at minimum while retaining mechanical strength) which allow the placement of antennas at a sufficient height above ground level (Figure 17). One method to realize the ± 1 dB SA performance of the reference site is to choose the height (h) of the antennas using Equation (12):

$$h \geq d \times \frac{8}{3} \quad (12)$$

where d is the antenna separation in m.

A height of $h = d \times 8/3$ is recommended to suppress the influence of the ground; alternatively a suitable coverage area of RF absorbers effective for frequencies down to 30 MHz shall be placed on the ground.

NOTE At 3 m separation and 30 MHz, there is a significant effect from the near-field component ($1/d^2$) that alone contributes an error of 0,8 dB for a height of $d \times 5/3$, as verified by the UK National Physical Laboratory (NPL). For a reference SA with an uncertainty of less than $\pm 0,5$ dB, a height of $d \times 8/3$ is a good solution when the absorber is not placed on the ground.

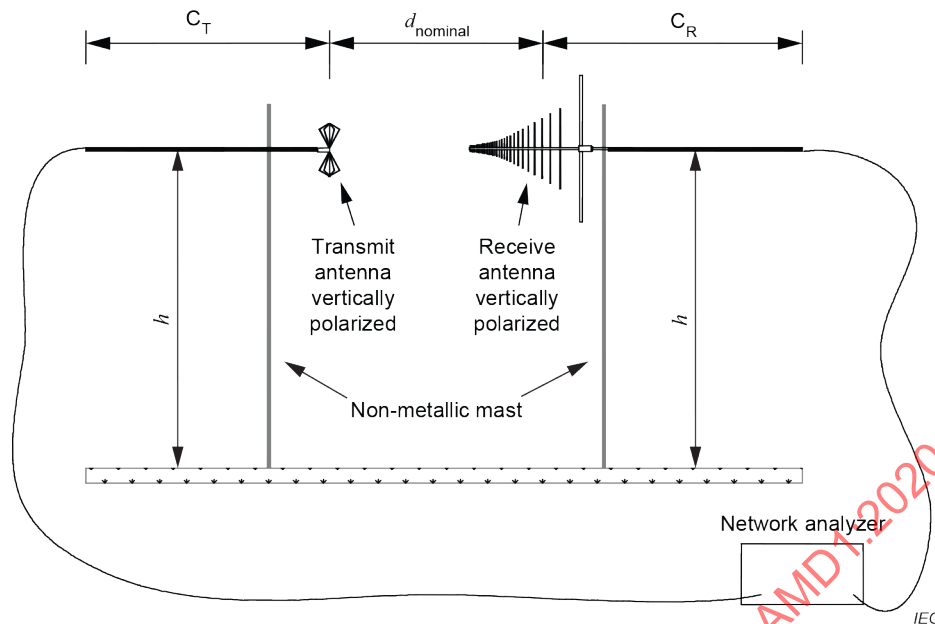
The test distance at the reference site shall be equal to the actual distance $d_{nominal}$ between the antennas to be used subsequently in a FAR. The antennas are polarized vertically (horizontal polarization shall not be used because of stronger interference with the ground-reflected signal), providing a good approximation to free-space conditions. Clearance from buildings, trees, etc., shall be greater than $d \times 8/3$, due to their influence on vertically polarized antenna measurements.

Care shall be taken that the antenna feed cables do not affect the test result. This is best avoided by a cable arrangement as shown in Figure 17, or instead using RF-optical links. The quality of the reference test site set-up directly influences the subsequent FAR evaluation results. The antenna-pair reference SA (A_{APR}) is determined in three steps as follows.

- $V_{DIRECT RS}$ is the reference level measured by the receiver in dB(μ V) with the cables connected together;
- $V_{SITE RS}$ is the level measured by the receiver in dB(μ V) with the antennas installed at the required distance $d_{nominal}$.
- the A_{APR} in dB is calculated according to Equation (13):

$$A_{APR} = V_{DIRECT RS} - V_{SITE RS} \quad (13)$$

For 3 m site validation, a height of at least 4 m above ground shall be used for the antenna pair, which is a typical capability of remotely controllable antenna masts used for EUT disturbance measurements. In this case, electromagnetic absorbers shall be placed on the ground between the antennas, with the absorber patch extending for a minimum area beyond the antennas in all directions, and it shall be demonstrated that a quasi free-space condition is fulfilled (i.e. SA measurement results within ± 1 dB of the ideal response at any frequency). For site validation with $d > 3$ m, the equation $h > d \times 8/3$ is used to determine the set-up configuration, or an alternative set-up that has been demonstrated to fulfil the ± 1 dB reference SA can be used.



Key

d_{nominal} validation distance

h height of the antennas above a ground plane or above ground level

C_T, C_R coaxial feed cables for transmit and receive antennas oriented horizontally behind the antennas for a distance as close to 2 m as physically possible. In a FAR, route the cables horizontally as far as possible, preferably straight through a hole in the chamber wall, or use optical fibre connected to an RF-optical link on the output of the antenna.

NOTE Reference SA is obtained separately for all geometries of Figure 17.

Figure 17 – Typical quasi free-space test site reference SA measurement set-up

6.10.3 NSA method for FAR sites

This subclause describes the NSA method applied to FARs. The antenna geometry is given in 6.10.1. Site attenuation (SA, A_s as a quantity in dB) is the transmission loss measured between the connectors of two antennas on a particular site. For free-space sites, no antenna height scanning is applied, which is denoted by the term “site insertion loss” (see 3.1.26).

For a free-space environment, A_s (in dB) can be approximated by Equation (14) [13]:

$$A_s = 20 \lg \left(\frac{5Z_0}{2\pi} \times \frac{d}{\sqrt{1 - \frac{1}{(\beta d)^2} + \frac{1}{(\beta d)^4}}} \right) - 20 \lg(f_M) + F_{aR} + F_{aT} \quad (14)$$

where

F_{aR}, F_{aT} are the antenna factors of the receive antenna and the transmit antenna in dB(m⁻¹);

d is the distance between the phase centres of both antennas in m;

Z_0 is the system impedance (i.e. 50 Ω);

β is defined as $2\pi/\lambda$; and

f_M is the frequency in MHz.

The theoretical NSA ($A_{N\text{theo}}$) in dB(m²) is defined as SA with respective antenna factors subtracted, thus Equation (14) is rewritten as Equation (15):

$$A_{N\text{theo}} = 20 \lg \left(\frac{5Z_0}{2\pi} \times \frac{d}{\sqrt{1 - \frac{1}{(\beta d)^2} + \frac{1}{(\beta d)^4}}} \right) - 20 \lg(f_M) \quad (15)$$

Below 60 MHz at a 5 m distance, or below 110 MHz at a 3 m distance, it is necessary to apply near field correction factors for each of the required measurement positions of Table 5, for comparison with the theoretical NSA values of Figure 18 and Equation (15). Near field correction factors are specific to the antennas, test distance, and test volume used; while these factors can be obtained by using a numerical modelling code such as NEC [3], sufficiently low uncertainties are obtained by the use of Equation (15). Alternatively, the RSM of 6.10.2 provides cancellation of near field terms if the same antennas and frequencies are used for both the reference SA measurement and subsequent FAR validation.

For measurement distances of 10 m and 30 m, the near-field terms in Equation (15) may be omitted, and the equation simplifies to Equation (16):

$$A_{N\text{theo}} = 20 \lg \left(\frac{5Z_0 d}{2\pi} \right) - 20 \lg(f_M) \quad (16)$$

If simplified Equation (16) is used instead of Equation (15), the error introduced is less than 0,1 dB at frequencies above 60 MHz for 5 m distance, and above 110 MHz for 3 m distance. The error will be greater than 0,1 dB below these frequencies, due to near-field effects. For a 3 m distance, the maximum error is 1 dB at 30 MHz. To reduce this error to less than $\pm 0,3$ dB, Equation (15) should be used.

NOTE 1 Frequencies below 110 MHz for 3 m measurement distances, and below 60 MHz for 5 m measurement distances, include near field effects. These are calculated for each individual test site.

The free space antenna factors of the transmit antenna and the receive antenna are required for this procedure. Site validation for each measurement position shall be performed in three steps as follows.

- V_{DIRECT} is the reference level measured by the receiver with the cables connected directly together;
- V_{SITE} is the level measured by the receiver with the antennas in place;
- the SA deviation (ΔA_s) is calculated in dB using Equation (17):

$$\Delta A_s = V_{\text{DIRECT}} - V_{\text{SITE}} - A_{N\text{theo}} - F_{aT} - F_{aR} \quad (17)$$

where $A_{N\text{theo}}$ is calculated using Equation (16), and the result is compared with the applicable criterion, as specified in 6.10.4.

NOTE 2 The distance d between the reference points of the transmit and receive antennas (defined during antenna calibration) is used as d_{nominal} . The effective distance between the antennas varies with frequency due to their phase centre positions. The transmission loss can be compensated by the ratio of the effective distance to d_{nominal} . Because an antenna calibration is not defined for the nominal test distance, the variation in effective measurement distance due the variation of phase centre locations when LPDA antennas are used can be applied as a correction. The additional uncertainty due to this correction and due to any mutual coupling of the antennas can be avoided by using the RSM.

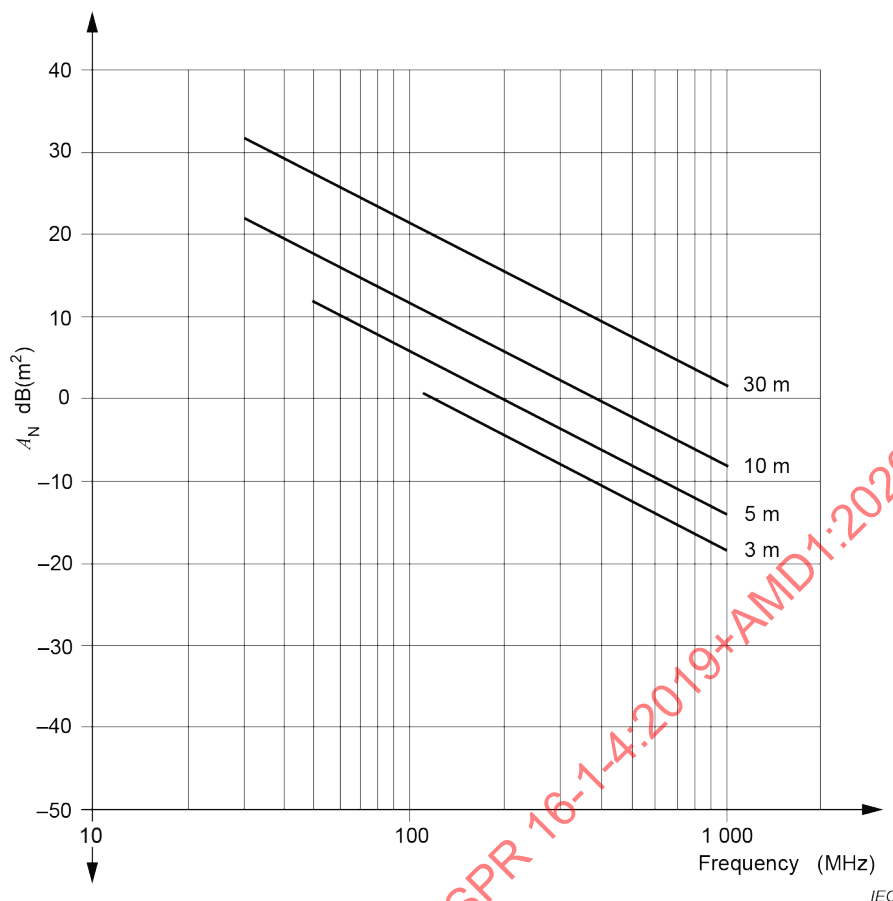


Figure 18 – Theoretical free-space NSA as a function of frequency for different measurement distances [see Equation (16)]

6.10.4 Site validation criteria for FAR sites

The SA deviation ΔA_s shall be less than ± 4 dB for both horizontal and vertical polarizations and for each measurement position and measurement frequency range.

6.11 Evaluation of set-up table and antenna tower

6.11.1 General

A set-up table as specified in D.5 typically positions the EUT for field strength measurements. The shape, construction, and material permittivity of the set-up table can influence the field strength measurement results (see [2], [5], [6], [8]). Subclause 6.11.2 describes a procedure to determine the influence of the set-up table for the 30 MHz to 18 GHz frequency range, and to estimate its related uncertainty contribution to field strength measurements. An evaluation shall be performed on any set-up table with a height of more than 0,15 m.

NOTE Only horizontal polarization of a transmit antenna above the set-up table is used in the evaluation. Horizontal polarization, rather than vertical polarization, accounts for the worst-case effects from the table.

The antenna tower does not require additional evaluation, because any perturbation effects will be included in the site validation measurement (see 6.4) and in the S_{VSWR} measurement (see 7.3).

6.11.2 Evaluation procedure for set-up table influences

To evaluate the influence of the set-up table, two transmission measurements are performed: one with the set-up table present, the second with the set-up table absent. During the two measurements, a transmit antenna is maintained in a specific arrangement. The difference between the measurement results with and without the set-up table gives an estimate of the influence caused by the set-up table. The measurement procedure is as follows.

The set-up table shall be placed in the typical position on the test site with the largest dimension (i.e. the diagonal for a set-up table with a rectangular top, or the radius for a table with a circular top) oriented in the direction of the receive antenna (see Figure 19).

For frequencies up to 1 GHz, a small biconical antenna with an overall length of less than 0,40 m shall be used. For frequencies above 1 GHz, an antenna in accordance with 7.4.2 (for example a broadband dipole) shall be used.

Refer to Figure 19 and Figure 20 for placement of the transmit antenna. The antenna shall be placed above the set-up table in horizontal polarization with a distance of 0,1 m between the table surface and the antenna reference point (balun). The antenna shall be positioned with the reference point midway between the centre and the edge of the set-up table top in the direction of the receive antenna. A signal generator shall feed the antenna. The transmit antenna and the receive antenna shall be aligned with the antenna elements parallel to each other and orthogonal to the measurement axis. During the measurement, frequency steps shall be less than or equal to 0,5 % of the highest frequency used. The receive antenna voltage shall be at least 20 dB above the noise level of the measurement equipment. The influence of cabling can be minimized by using long cables or by using ferrite tubes. Routing the cables horizontally to the rear a minimum of 2 m is typically sufficient. Either way, the influence shall be defined as negligible if the receive voltage does not change by more than 0,3 dB when the cable routing is changed by more than 0,5 m from its original position.

EXAMPLE A cable with ferrite tubes is routed horizontally for a distance of 1,6 m. To check the cable influence, the cable is re-routed to drop vertically from a point 2,1 m from the connection to the antenna. Then the field strength is re-measured to determine whether the influence is no more than 0,3 dB.

The aim is that there are no changes in the measurement set-up apart from the table being present or absent. The transmit antenna, and its cable connecting to the signal generator, shall be supported in such a way that they retain identical positions in space with and without the table present. A mast, tripod, or tower as used during NSA/RSM measurements (see 6.4) or S_{VSWR} (see 7.3) shall be used to support the transmit antenna and cable.

Antenna heights and distances shall be as follows:

- For all frequencies, the distance between the receive antenna and the transmit antenna shall be as required for the radiated disturbance measurement.
- At or below 1 GHz, measurements shall be made from at least 200 MHz to 1 GHz. In an OATS or SAC, the receive antenna height shall be scanned as required in the radiated disturbance measurement (typically between 1 m and 4 m). In a FAR, the receive antenna shall be fixed at the height required for the radiated disturbance measurement.

NOTE Below 200 MHz the influence of the set-up table is negligible when applying this verification procedure.

- Above 1 GHz, measurements shall be performed over the same frequency range (e.g. 1 GHz to 18 GHz), and the antenna height shall be set (e.g. 1 m to 4 m), as required for the radiated disturbance measurement.

The magnitude of the difference between the two measurement results at each frequency, written as $\Delta(f)$ and expressed in dB, shall be calculated using Equation (18).

$$\Delta(f) = |V_{R,with}(f) - V_{R,without}(f)| \quad (18)$$

where

$V_{R,with}(f)$ is the maximum voltage at the receive antenna at a specific frequency, expressed in dB(μ V), measured with the set-up table present;

$V_{R,without}(f)$ is the maximum voltage at the receive antenna at a specific frequency, expressed in dB(μ V), measured with the set-up table absent.

The maximum magnitude of the difference between the two measurement results recorded across the frequency range, written as Δ_{max} and expressed in dB, shall be used as the estimated maximum deviation. This shall be calculated in accordance with Equation (19).

$$\Delta_{max} = \max |V_{R,with}(f) - V_{R,without}(f)| \quad (19)$$

The standard uncertainty u_{table} caused by the set-up table is estimated by assuming a rectangular distribution for the measured maximum difference Δ_{max} . Then u_{table} (in dB) can be calculated using Equation (20).

$$u_{table} = \frac{1}{\sqrt{3}} \Delta_{max} \quad (20)$$

The value u_{table} shall be measured and considered in the uncertainty budget (see CISPR 16-4-2) in the following frequency ranges:

- 200 MHz to 1 GHz;
- 1 GHz to 6 GHz;
- 6 GHz to 18 GHz.

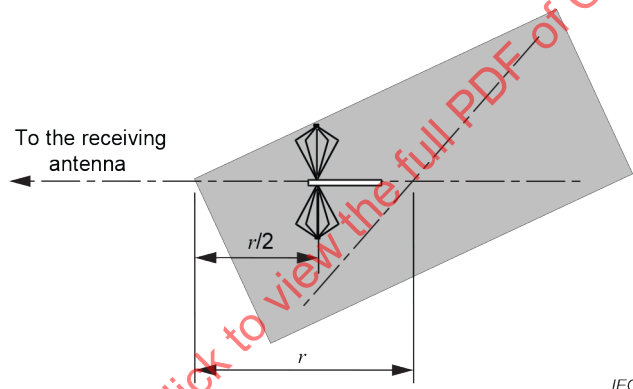


Figure 19 – Position of the antenna relative to the edge above a rectangle set-up table (top view)

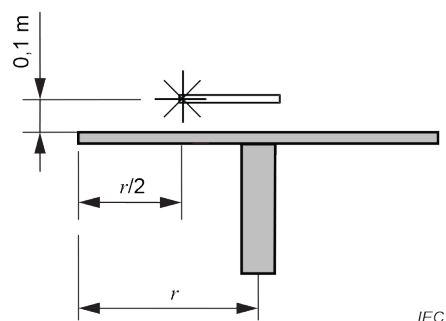


Figure 20 – Antenna position above the set-up table (side view)

NOTE Set-up table construction and types of materials will vary among test laboratories. It is sufficient to determine the worst-case value of Δ (or $V_{R,with}$) in the determination of u_{table} .

7 Test sites for measurement of radio disturbance field strength for the frequency range 1 GHz to 18 GHz

7.1 General

The test site shall rely on reflection-free conditions; it may be necessary to use absorbing material and/or to raise the height of the EUT to achieve these free-space conditions.

NOTE In the case of floor-standing equipment tests, reflection-free conditions might not be achieved close to the ground.

7.2 Reference test site

The reference test site shall be a free-space, open-area test site (FSOATS), with precautions to ensure that reflections do not influence the measurement results.

NOTE The FSOATS is the ideal concept of the test site.; Aa practical approximation of an FSOATS is a FAR that meets the validation requirements given in 7.3.

7.3 Test site validation

7.3.1 General

A test site shall be considered acceptable for radiated disturbance measurements in the 1 GHz to 18 GHz range if it satisfies the criterion provided in 7.3.2. Two site validation procedure options are provided: the S_{VSWR} standard test procedure (see 7.6) and the S_{VSWR} reciprocal test procedure (see 7.7). For the purposes of testing per CISPR standards, site validation measurements shall be performed from 1 GHz to the maximum frequency in use at the test facility; the maximum frequency shall be at least 2 GHz.

Test sites used for measurements in the 1 GHz to 18 GHz range shall have a design that minimizes the influence of reflections upon the received signal,; for example, an anechoic chamber. If the site is not designed to provide fully-anechoic conditions, for example a semi-anechoic chamber, use of absorbing material to cover part of the metal ground plane is required, as described in the following paragraphs.

In cases where the test volume extends from the conducting floor of the facility to above the EUT, as may be typical for facilities used primarily for testing floor-standing EUTs, for the validation measurement absorber shall be placed in the test volume as necessary. To accommodate testing of floor-standing equipment that cannot be positioned above the ground plane, illumination of the test volume for a height of up to 30 cm may be obstructed by absorber placed on the ground plane.

When measuring the disturbance of an EUT size smaller than the validated diameter, the diameter of the validated test volume is assumed to apply. In this case the antenna position is adjusted such that the distance between the EUT and the antenna reference point is identical to the distance used for the S_{VSWR} validation measurements.

NOTE 1 For EUTs smaller than the validated test volume, the rationale is that the RX antenna position in relation to the front of the EUT be adjusted to remain at the distance used in S_{VSWR} validation. It is assumed that a smaller EUT will remain within the half-power beamwidth of the RX antenna and since the chamber is validated for the largest EUT and therefore the widest beamwidth of the RX antenna, the requirements of 7.6.6.1 in CISPR 16-2-3:2010 are met.

During the disturbance measurement of a floor-standing EUT, floor absorber used during the site validation may be removed in the immediate area (footprint) of the EUT, and for up to 10 cm surrounding the EUT footprint.

In facilities where the test volume is above the height of the absorber, as may be typical of facilities used for testing table-top equipment, absorber may be placed under the test volume for both site validation and equipment tests. Photographs showing the site absorber configuration and transmit antenna and receive antenna locations shall be included in the site validation report.

Site validation is performed by measurements of the S_{VSWR} . The site validation method evaluates a given test volume for the specific combination of site, receive antenna, test distance (described in CISPR 16-2-3), and absorbing material placed on the ground plane, if needed to meet the criterion of 7.3.2.

Influences of the receive antenna mast located as used for the site validation tests, and permanently-fixed objects in the test volume (such as a permanently-installed turntable), are evaluated by and included in this site validation procedure. Removable objects, such as a removable set-up table, are not required to be in place during the site validation tests if their influence is to be evaluated separately using the additional procedures of 6.11 of this document.

CISPR 16-2-3 provides a description of the EUT measurement method used for testing in 1 GHz to 18 GHz. The purpose of the S_{VSWR} procedure is to check for the influence of reflections that may be incident upon an EUT of arbitrary size and shape placed within the test volume as evaluated using this procedure.

The S_{VSWR} is the ratio of maximum received signal to minimum received signal, caused by interference between direct (intended, wanted) and reflected (unwanted) signals, or given by Equation (21):

$$S_{VSWR} = \frac{E_{\max}}{E_{\min}} = \frac{V_{\max}}{V_{\min}} \quad (21)$$

where

$E_{\max}$ and $E_{\min}$ are the maximum and minimum received signals, and

$V_{\max}$ and $V_{\min}$ are the corresponding measured voltages when a receiver or spectrum analyzer is used for reception.

For the procedures that follow, decibels (dB) are typically used for the measurements and calculations. In this case, S_{VSWR} is given by Equation (22):

$$S_{VSWR,dB} = 20 \lg \left(\frac{V_{\max}}{V_{\min}} \right) = 20 \lg \left(\frac{E_{\max}}{E_{\min}} \right) = V_{\max,dB} - V_{\min,dB} = E_{\max,dB} - E_{\min,dB} \quad (22)$$

NOTE 2 When decibels are used, $S_{VSWR,dB}$ may be taken as the difference of maximum to minimum signal received in units of dBm, dB(μV), or dB(μV/m), as appropriate for the instrumentation or signal detector used.

NOTE 3 The value of S_{VSWR} or $S_{VSWR,dB}$ is computed separately from the maximum and minimum signal obtained at each frequency and polarization for a set of six measurements as described in 7.6 or 7.7.

7.3.2 Acceptance criterion for site validation

The S_{VSWR} is directly related to influences of undesired reflections. The acceptance criterion for 1 GHz to 18 GHz site validations is:

$$S_{VSWR} \leq 2:1, \text{ or } S_{VSWR,dB} \leq 6,0 \text{ dB},$$

for S_{VSWR} measured in accordance with the procedures of 7.6 or 7.7.

7.4 Antenna requirements for S_{VSWR} standard test procedure

7.4.1 General

To provide illumination of all reflecting surfaces during this test, and to simulate the possible low-directivity radiation patterns exhibited by many EUTs, this subclause specifies characteristics for equipment used for S_{VSWR} testing. For this purpose, RX and TX antennas are used.

The following subclauses define the performance criteria for the TX antennas for the S_{VSWR} test; see 4.6.2 for the performance criteria of RX antennas. Type test results supplied by the manufacturer may be used to provide evidence that the antenna performance criteria are met.

The TX and RX patterns shall be measured according to the procedures of Annex I of CISPR 16-1-6:2014/AMD1:2016.

For both the TX and RX antennas, one or more antennas can be used to cover the whole entire frequency range for the S_{VSWR} test.

NOTE It is assumed that both antennas also meet the performance criteria requirements at all frequencies used for the S_{VSWR} test.

7.4.2 Transmit antenna

7.4.2.1 General

The antenna used as a transmit source shall be linearly polarized, and shall have a radiation pattern with the following detailed characteristics. Radiation pattern data shall be available with a frequency step size less than or equal to 1 GHz.

Different frequency step sizes are required due to the change of the radiation pattern with frequency. Typical TX antenna radiation patterns do not change rapidly with frequency, while some LPDA RX antenna radiation patterns do.

7.4.2.2 Transmit antenna E-plane radiation pattern

An E-plane radiation pattern for an antenna with simple linear polarization can be measured at one of many possible cut planes (constant azimuth angle) around the radiation sphere. The cut plane for pattern measurements shall be selected by the antenna manufacturer and described in the antenna characterization report. One convenient choice typically is the plane containing the connector and the cable routing.

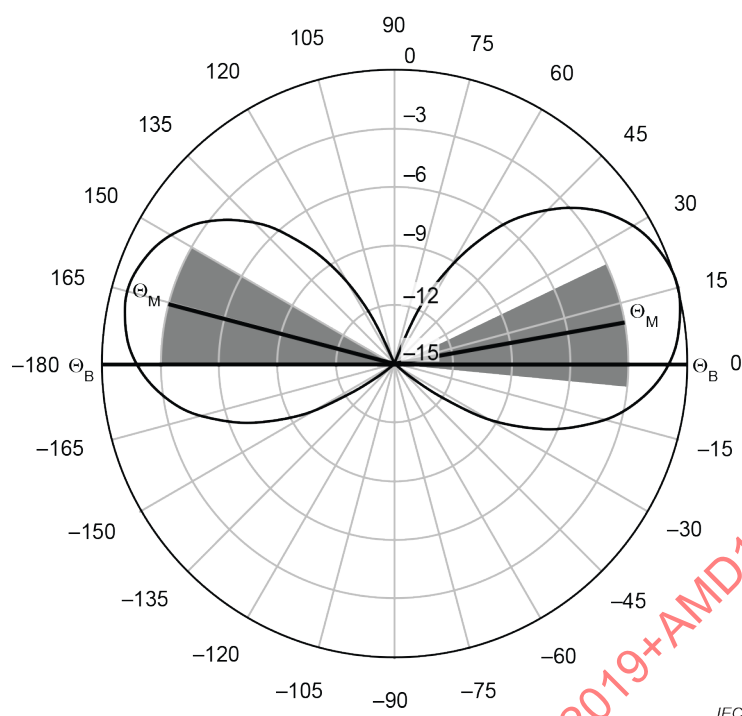
- a) Choose a main lobe direction, designated as Θ_M , for the right side and the left side of each pattern plot. Θ_M shall be between $0^\circ \pm 15^\circ$ and $180^\circ \pm 15^\circ$, respectively.
- b) Draw the so-called forbidden area symmetrical to the main lobe directions on both sides of the pattern² where the amplitude is ≤ -3 dB for $\pm 15^\circ$.

NOTE This limit ensures a smooth pattern in the boresight region, and an acceptable omnidirectional behaviour.

- c) The E-plane pattern shall not enter the forbidden area.

Figure 21 shows an example radiation pattern that meets the preceding E-plane requirements.

² This limit ensures a smooth pattern in the boresight region, and an acceptable omnidirectional behaviour.



NOTE The example plot is for an antenna that meets the E-plane requirements of this subclause. The main lobe directions, Θ_M , for the right side and the left side of each pattern plot are between $0^\circ \pm 15^\circ$ and $180^\circ \pm 15^\circ$ respectively. The shaded areas represent the “forbidden area” where amplitude would be ≤ -3 dB for $\pm 15^\circ$ of each main lobe. The antenna pattern does not enter the forbidden area.

**Figure 21 – Transmit antenna E-plane radiation pattern example
(this example is for informative purposes only)**

7.4.2.3 Transmit antenna H-plane radiation pattern

Only one plane is possible for H-plane pattern measurement of a dipole antenna, i.e. the plane orthogonal to the dipole axis intersecting the centre of the dipole. This plane can include a balun, an input connector, and the input cable, depending on whether a metallic cable or optical fiber is used. The manufacturer of the antenna shall describe the set-up used to measure the radiation patterns, including the feed cabling and connector locations, in the test report of the antenna.

- Average the radiation pattern data (in dB) over the range of $\pm 135^\circ$ (0° is the boresight angle, Θ_B). The maximum step size for this pattern data is 5° in the frequency range of 1 GHz to 6 GHz, and 1° from 6 GHz to 18 GHz.
- The pattern shall not exceed the following deviations from the $\pm 135^\circ$ -averaged value:

Angle range	1 GHz to 6 GHz	6 GHz to 18 GHz
-60° to $+60^\circ$	± 2 dB	± 3 dB
-60° to -135° , $+60^\circ$ to $+135^\circ$	± 3 dB	± 4 dB
-135° to -180° , $+135^\circ$ to $+180^\circ$	$< +3$ dB	$< +4$ dB

NOTE Although a lower bound on the H-plane pattern is not specified outside of $\pm 135^\circ$, it is desirable for the H-plane pattern not to show a null at $\pm 180^\circ$, but to be omnidirectional as best as possible. Guidance provided by the antenna manufacturer on the routing of the feed cabling and antenna mast, if available, will help to minimize the possible influence on the H-plane pattern outside of $\pm 135^\circ$.

Figure 22 shows an example pattern plot that meets the preceding H-plane pattern requirements.

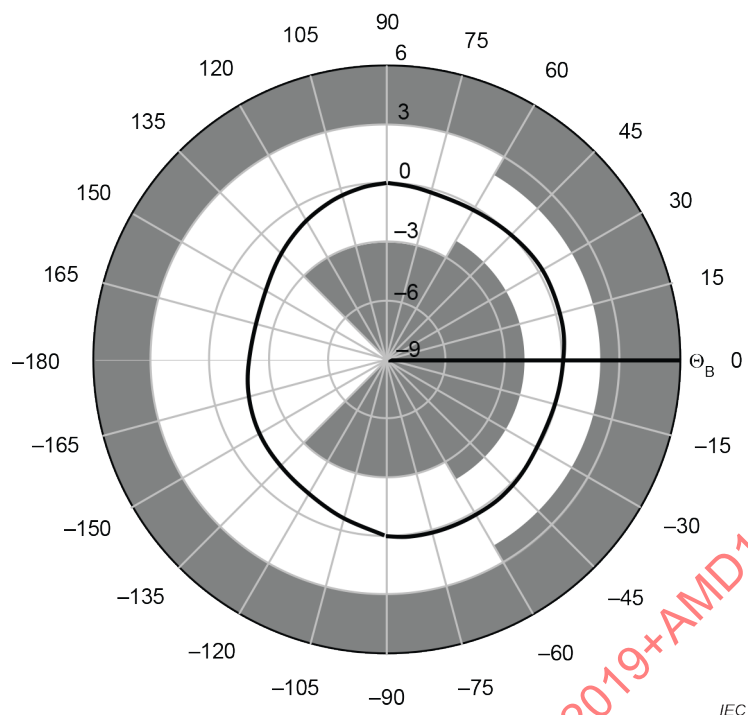


Figure 22a – Transmit antenna H-plane radiation pattern – 1 GHz to 6 GHz

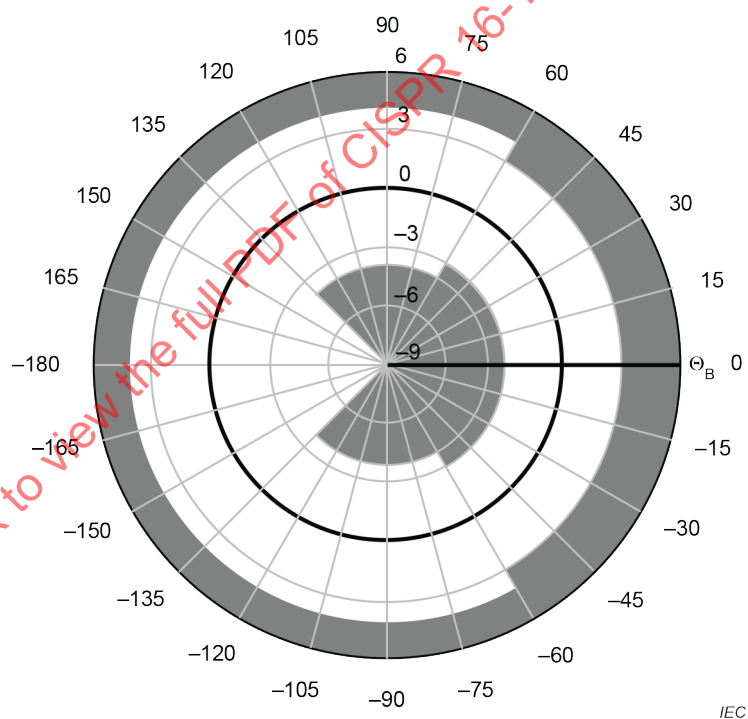


Figure 22b – Transmit antenna H-plane radiation pattern – 6 GHz to 18 GHz

NOTE The example plot is for an antenna that meets the H-plane requirements. The shaded areas represent the maximum permitted deviations stated in this subclause. This example antenna meets the requirements because the pattern does not enter the shaded regions.

Figure 22 – Transmit antenna H-plane radiation pattern
(this example is for informative purposes only)

7.4.3 Antennas and test equipment for the S_{VSWR} reciprocal test procedure

For the S_{VSWR} reciprocal test procedure (see 7.7), the antenna used to transmit into the test volume shall be the same type as used for later EUT radiated disturbance measurements, and

shall meet the requirements of 4.6.2. The isotropic field probe used shall be omnidirectional, with anisotropy of no more than 3 dB.

7.5 Required positions for site validation testing

7.5.1 General

Site validation tests shall be performed for a volume in the shape of a cylinder. The bottom of the cylinder is established by the surface that is used to support the EUT. The top of the cylinder is chosen as the maximum height that an EUT and its vertical overhead cabling would occupy. The diameter of the cylinder is the largest diameter required to accommodate an EUT including cables. For cables that leave the test volume, a 30 cm section of these cables shall be assumed to establish the dimensions of the volume. To accommodate floor-standing equipment that cannot be raised above the supporting surface, test-volume illumination for a height of up to 30 cm from the bottom of the test volume is allowed to be obstructed by absorber placed on the ground plane. For the standard test procedure of 7.6, the S_{VSWR} is evaluated by placing the receive antenna at the position for which the volume shall be validated, and varying the transmit source location across the defined positions. Alternatively, for the S_{VSWR} reciprocal test procedure of 7.7, the positions described in this subclause are used for the placement of the field probe in the test volume.

The required locations to perform the S_{VSWR} measurements are dependent upon the dimensions of the test volume. Details of the conditional measurement position requirements are given in 7.8. The S_{VSWR} is evaluated for each required location and polarization by a sequence of six measurements, along a line to the reference point of the receive antenna. All of the possible required locations are illustrated in Figure 23 and Figure 24, including the conditional locations described in 7.8. The sequences of six measurements along the lines to the receive antenna are indicated by dots in these figures.

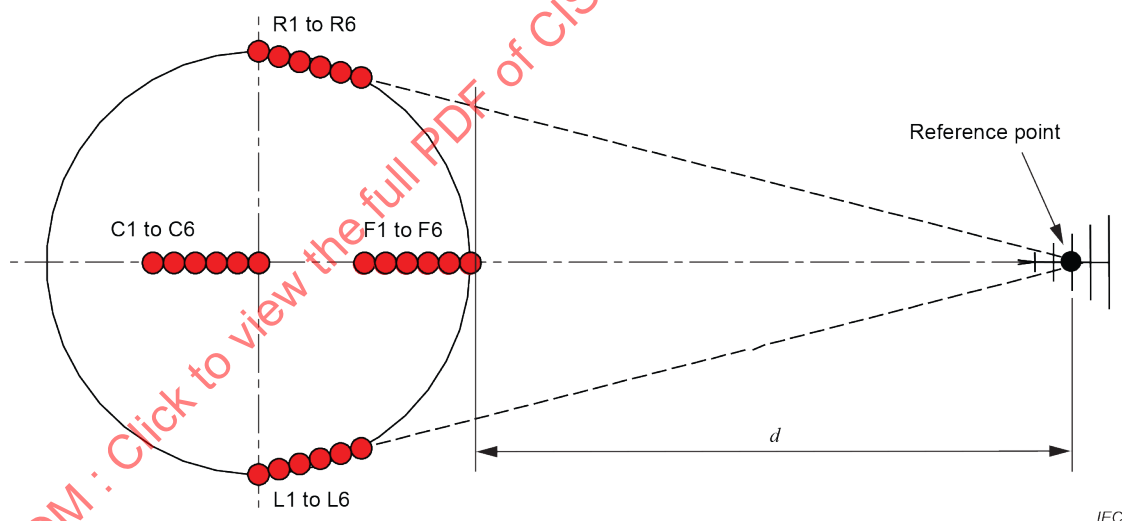


Figure 23 – S_{VSWR} measurement positions in a horizontal plane
(see 7.5.2 for description)

7.5.2 Descriptions of S_{VSWR} measurement positions in a horizontal plane (Figure 23)

This subclause describes how the S_{VSWR} measurement positions are found in a horizontal plane illustrated in Figure 23.

- Front positions 1 to 6 (F1 to F6): The front positions are on a line from the centre of the test volume to the receive antenna reference point. To locate these positions, first locate

F6 at the front extent of the test volume, on the measurement axis spaced away at the test distance, d from the reference point of the receive antenna.

F5 to F1 are measured relative to F6 as follows, moving away from the receive antenna:

- 1) F5 = F6 + 2 cm away from the receive antenna
- 2) F4 = F6 + 10 cm away from the receive antenna
- 3) F3 = F6 + 18 cm away from the receive antenna
- 4) F2 = F6 + 30 cm away from the receive antenna
- 5) F1 = F6 + 40 cm away from the receive antenna

- b) Right positions 1 to 6 (R1 to R6): These positions are located relative to position R6. R6 is found by determining the right extent of the test volume (position R1), then moving on a line toward the receive antenna reference point through 40 cm (see Figure 23).

Positions R5 to R1 are measured relative to R6 as follows, moving away from the receive antenna:

- 1) R5 = R6 + 2 cm away from the receive antenna
- 2) R4 = R6 + 10 cm away from the receive antenna
- 3) R3 = R6 + 18 cm away from the receive antenna
- 4) R2 = R6 + 30 cm away from the receive antenna
- 5) R1 = R6 + 40 cm away from the receive antenna

- c) Left positions 1 to 6 (L1 to L6): These positions are located relative to position L6. L6 is found by determining the left extent of the test volume (position L1), then moving on a line toward the receive antenna reference point through 40 cm (see Figure 23).

Positions L5 to L1 are measured relative to L6 as follows, moving away from the receive antenna:

- 1) L5 = L6 + 2 cm away from the receive antenna
- 2) L4 = L6 + 10 cm away from the receive antenna
- 3) L3 = L6 + 18 cm away from the receive antenna
- 4) L2 = L6 + 30 cm away from the receive antenna
- 5) L1 = L6 + 40 cm away from the receive antenna

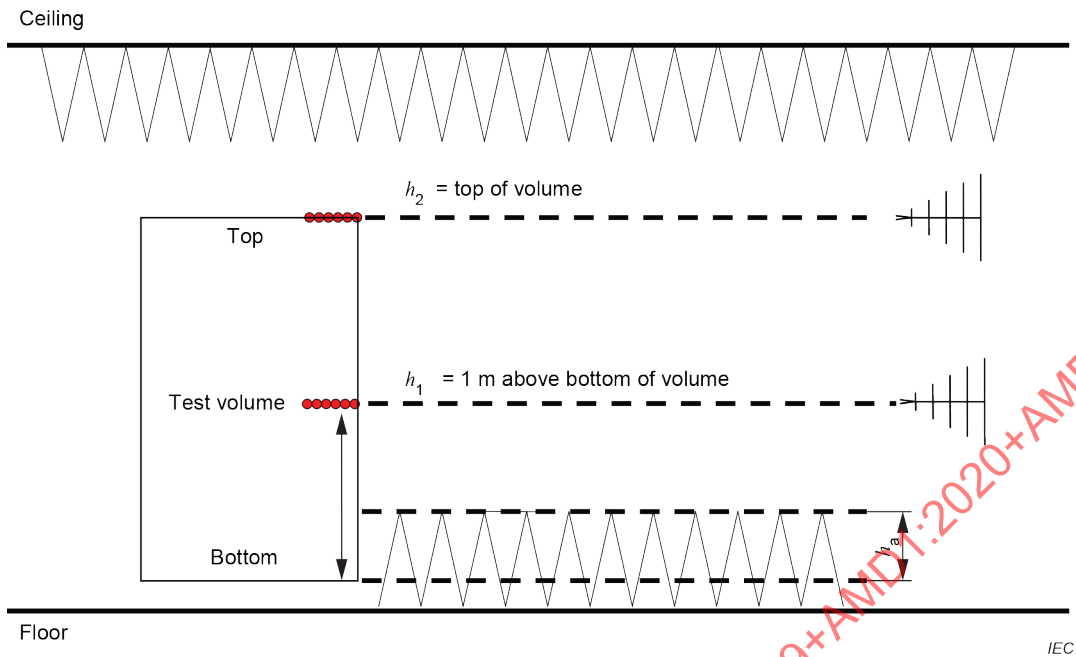
- d) Centre positions 1 to 6 (C1 to C6): These positions are located relative to position C6. Position C6 is at the centre of the test volume. Positions C1 to C6 are required to be tested when the test volume diameter is greater than 1,5 m (see 7.8).

C5 to C1 are measured relative to C6, moving away from the receive antenna as follows:

- 1) C5 = C6 + 2 cm away from the receive antenna
- 2) C4 = C6 + 10 cm away from the receive antenna
- 3) C3 = C6 + 18 cm away from the receive antenna
- 4) C2 = C6 + 30 cm away from the receive antenna
- 5) C1 = C6 + 40 cm away from the receive antenna

7.5.3 Descriptions of S_{VSWR} additional measurement positions (Figure 24)

In addition to the locations indicated in Figure 23, an additional S_{VSWR} test plane at the top of the test volume may be required, depending upon the height of the test volume. Figure 24 illustrates the additional height requirement for S_{VSWR} measurements. The test at the second height is to be performed at the front position only.



Key

- h_a the portion of the test volume that is obstructed by absorber placed on the floor (30 cm maximum)
- h_1 height located at the middle of the test volume, or 1,0 m above the bottom of the test volume, whichever is lower
- h_2 height located at the top of the test volume and required to be tested when h_2 is separated by at least 0,5 m from h_1 (see 7.8 for details)

Figure 24 – S_{VSWR} positions (height requirements)

7.5.4 Summary of S_{VSWR} measurement positions

Table 7 provides a summary of the S_{VSWR} measurement positions. In Table 7, the positions are grouped according to height (h_1 , h_2) and location (front, left, right, centre). For each location, a reference position is designated for use in the calculations required by Equation (23) (see 7.6). The positions are designated as P_{mnopq} , where the subscripts correspond to the position names as listed in the first column of Table 7.

Table 7 – S_{VSWR} measurement position designations (1 of 3)

Position name	Location	Height	Polarization	Reference position for d_{ref} [see Equation (23)]	Location relative to reference position
Front positions (Front, h_1) at first height					
F1h1H	Front	h_1	Horizontal	F6h1	+40 cm away from the receive antenna
F1h1V	Front	h_1	Vertical	F6h1	+40 cm away from the receive antenna
F2h1H	Front	h_1	Horizontal	F6h1	+30 cm away from the receive antenna
F2h1V	Front	h_1	Vertical	F6h1	+30 cm away from the receive antenna
F3h1H	Front	h_1	Horizontal	F6h1	+18 cm away from the receive antenna
F3h1V	Front	h_1	Vertical	F6h1	+18 cm away from the receive antenna
F4h1H	Front	h_1	Horizontal	F6h1	+10 cm away from the receive antenna
F4h1V	Front	h_1	Vertical	F6h1	+10 cm away from the receive antenna
F5h1H	Front	h_1	Horizontal	F6h1	+2 cm away from the receive antenna
F5h1V	Front	h_1	Vertical	F6h1	+2 cm away from the receive antenna
F6h1H	Front	h_1	Horizontal	F6h1	= Reference position (Front, h_1)
F6h1V	Front	h_1	Vertical	F6h1	= Reference position (Front, h_1)
Centre positions (Centre, h_1) at first height (if required – see 7.8)					
C1h1H	Centre	h_1	Horizontal	C6h1	+40 cm away from the receive antenna
C1h1V	Centre	h_1	Vertical	C6h1	+40 cm away from the receive antenna
C2h1H	Centre	h_1	Horizontal	C6h1	+30 cm away from the receive antenna
C2h1V	Centre	h_1	Vertical	C6h1	+30 cm away from the receive antenna
C3h1H	Centre	h_1	Horizontal	C6h1	+18 cm away from the receive antenna
C3h1V	Centre	h_1	Vertical	C6h1	+18 cm away from the receive antenna
C4h1H	Centre	h_1	Horizontal	C6h1	+10 cm away from the receive antenna
C4h1V	Centre	h_1	Vertical	C6h1	+10 cm away from the receive antenna
C5h1H	Centre	h_1	Horizontal	C6h1	+2 cm away from the receive antenna
C5h1V	Centre	h_1	Vertical	C6h1	+2 cm away from the receive antenna
C6h1H	Centre	h_1	Horizontal	C6h1	= Reference position (centre, h_1)
C6h1V	Centre	h_1	Vertical	C6h1	= Reference position (centre, h_1)

Table 7 (2 of 3)

Position name	Location	Height	Polarization	Reference position for d_{ref} [see Equation (23)]	Location relative to reference position
Right positions at first height					
R1h1H	Right	h_1	Horizontal	R6h1	+40 cm away from the receive antenna at the right extent of the volume
R1h1V	Right	h_1	Vertical	R6h1	+40 cm away from the receive antenna at the right extent of the volume
R2h1H	Right	h_1	Horizontal	R6h1	+30 cm away from the receive antenna
R2h1V	Right	h_1	Vertical	R6h1	+30 cm away from the receive antenna
R3h1H	Right	h_1	Horizontal	R6h1	+18 cm away from the receive antenna
R3h1V	Right	h_1	Vertical	R6h1	+18 cm away from the receive antenna
R4h1H	Right	h_1	Horizontal	R6h1	+10 cm away from the receive antenna
R4h1V	Right	h_1	Vertical	R6h1	+10 cm away from the receive antenna
R5h1H	Right	h_1	Horizontal	R6h1	+2 cm away from the receive antenna
R5h1V	Right	h_1	Vertical	R6h1	+2 cm away from the receive antenna
R6h1H	Right	h_1	Horizontal	R6h1	= Reference position (Right, h_1)
R6h1V	Right	h_1	Vertical	R6h1	= Reference position (Right, h_1)
Left positions at first height					
L1h1H	Left	h_1	Horizontal	L6h1	+40 cm away from the receive antenna at the left extent of the volume
L1h1V	Left	h_1	Vertical	L6h1	+40 cm away from the receive antenna at the left extent of the volume
L2h1H	Left	h_1	Horizontal	L6h1	+30 cm away from the receive antenna
L2h1V	Left	h_1	Vertical	L6h1	+30 cm away from the receive antenna
L3h1H	Left	h_1	Horizontal	L6h1	+18 cm away from the receive antenna
L3h1V	Left	h_1	Vertical	L6h1	+18 cm away from the receive antenna
L4h1H	Left	h_1	Horizontal	L6h1	+10 cm away from the receive antenna
L4h1V	Left	h_1	Vertical	L6h1	+10 cm away from the receive antenna
L5h1H	Left	h_1	Horizontal	L6h1	+2 cm away from the receive antenna
L5h1V	Left	h_1	Vertical	L6h1	+2 cm away from the receive antenna
L6h1H	Left	h_1	Horizontal	L6h1	= Reference position (Left, h_1)
L6h1V	Left	h_1	Vertical	L6h1	= Reference position (Left, h_1)

Table 7 (3 of 3)

Position name	Location	Height	Polarization	Reference position for d_{ref} [see Equation (23)]	Location relative to reference position
Front positions at second height (if required – see 7.8)					
F1h2H	Front	h_2	Horizontal	F6h2	+40 cm away from the receive antenna
F1h2V	Front	h_2	Vertical	F6h2	+40 cm away from the receive antenna
F2h2H	Front	h_2	Horizontal	F6h2	+30 cm away from the receive antenna
F2h2V	Front	h_2	Vertical	F6h2	+30 cm away from the receive antenna
F3h2H	Front	h_2	Horizontal	F6h2	+18 cm away from the receive antenna
F3h2V	Front	h_2	Vertical	F6h2	+18 cm away from the receive antenna
F4h2H	Front	h_2	Horizontal	F6h2	+10 cm away from the receive antenna
F4h2V	Front	h_2	Vertical	F6h2	+10 cm away from the receive antenna
F5h2H	Front	h_2	Horizontal	F6h2	+2 cm away from the receive antenna
F5h2V	Front	h_2	Vertical	F6h2	+2 cm away from the receive antenna
F6h2H	Front	h_2	Horizontal	F6h2	= Reference position (Front, h_2)
F6h2V	Front	h_2	Vertical	F6h2	= Reference position (Front, h_2)
NOTE These S_{VSWR} measurements may be performed in any sequence.					

7.6 S_{VSWR} site validation – standard test procedure

In the following procedure, the positions are designated as P_{mnopq} , where the subscripts correspond to the position names as listed in the first column of Table 7. The measured signal, M , is the received electric field strength or voltage measurement at each position, and is similarly denoted by subscripts as M_{mnopq} . For example, P_{F1h1H} is the position F1, at height 1, horizontal polarization, and its measured signal (in dB) is referred to as M_{F1h1H} .

- Locate the transmit source with its reference point at front position 6, height 1, in horizontal polarization (P_{F6h1H}). Locate the receive antenna, also in horizontal polarization, at the test distance d , measured from the source to the reference point of the receive antenna. Note that the receive antenna height shall be located at the same height as the transmit source for all measurements.
- Verify that the received signal displayed will be at least 20 dB above the ambient and above the measuring receiver or spectrum analyzer displayed noise across the entire frequency range to be measured. If not, it may be necessary to use different equipment (antennas, cables, signal generator, preamplifier) and/or use partial frequency ranges as appropriate to maintain a level of 20 dB above the displayed noise floor.
- Record the measured signal level, M_{F6h1H} at each frequency. Swept measurements or stepped frequency increments may be used. If stepped increments are used, the frequency increment shall be 50 MHz or less.
- Repeat steps b) and c) with the transmit source at the other five positions shown in Table 8 (see 7.9) for the front, height 1, horizontal polarization. In total, there will be six measurements for front, height 1, horizontal polarization (M_{F1h1H} through M_{F6h1H}) varying in separation distance from the receive antenna by the increments shown in Table 7.
- Change the polarization of the transmit source and receive antenna to vertical, then repeat the above procedure for positions P_{F1h1V} through P_{F6h1V} , to obtain M_{F1h1V} through M_{F6h1V} .
- For all measurements, normalize the measured field strength or voltage data to the distance of the reference position shown in Table 7, using Equation (23):

$$M'_{\text{mnopq}} = M_{\text{mnopq}} + 20 \lg \left(\frac{d_{\text{mnopq}}}{d_{\text{ref}}} \right) \text{ dB} \quad (23)$$

where

d_{mnopq}	is the actual separation distance for the measurement location;
d_{ref}	is the separation distance measured to the reference position;
M_{mnopq}	is the measured signal (field strength or receiver voltage) in dB. Note that each measurement location has a different reference position corresponding to position 6, as indicated in Table 7 for P_{mnopq} ;
M'_{mnopq}	is normalized measured field strength or voltage data relative to the distance of the reference position shown in Table 7.

- g) Using Equation (21) or Equation (22) (see 7.3.1), calculate the S_{VSWR} for horizontal polarization. Using Equation (22), $S_{\text{VSWR,dB}}$ can be obtained by subtracting the minimum received signal, $M_{\text{min,dB}}$, from the maximum received signal, $M_{\text{max,dB}}$, after distance corrections have been applied [i.e. step per 7.6 f)] for the six positions. Repeat the calculation for readings obtained using vertical polarization.
- h) The S_{VSWR} for each polarization shall fulfil the acceptance criteria of 7.3.2.
- i) Repeat steps a) to through h) for the left and right positions of the test volume. Note that when the transmit source antenna is moved to the left or right, its boresight direction shall be aimed towards the receive antenna. However, the receive antenna shall remain facing towards the centre (not aimed at the side positions), which is the same direction it will be facing later during EUT measurements.
- j) If required by 7.8, repeat the above procedure for the measurements at the centre position, and for the measurements required at the second height. When measurements are performed at the second height, the receive antenna shall be at the same height as the transmit antenna.

7.7 S_{VSWR} site validation – reciprocal test procedure using an isotropic field probe

For shielded facilities (i.e. fully-anechoic chamber or semi-anechoic chambers), it is permitted to evaluate S_{VSWR} using an isotropic field probe placed at the required locations of Table 7, and illuminating the test volume with the same antenna that is used later as the receive antenna for EUT radiated disturbance measurements. For the purposes of this document, this method is termed the “reciprocal” method of S_{VSWR} site validation. In this S_{VSWR} reciprocal test procedure, the antenna to later be used as the receive antenna in EUT disturbance measurement is termed the “transmit” antenna, because it will be used to transmit to a probe located in the test volume. The isotropic field probe is required to fulfil the radiation pattern specifications of 7.4.2. The probe shall be capable of being aligned with the polarization of the transmit antenna, i.e. the location and orientation of the sensing elements within the probe shall be known.

The S_{VSWR} site validation reciprocal test procedure using an isotropic field probe is as follows.

- a) Place the field probe at the front position 6, height 1, in horizontal polarization (P_{F6h1H}). Place the transmit antenna at the test distance d as measured from the perimeter of the test volume to the reference point of the antenna. The transmit antenna height shall be at the same height as the probe for all positions.
- b) Verify that field strength magnitude is sufficient to allow proper functioning of the probe. For guidance on the equipment and procedures necessary to establish appropriate field strengths, refer to the manufacturer’s operating specifications for the probe (adequate sensitivity and measurement uncertainty). In addition, the transmit system and probe system should be checked for linearity, and harmonics shall be suppressed to a level of at least 15 dB below the primary signal. Use of a directional coupler is recommended to monitor forward power during the test, because variations in the output power level will produce variations in the test results. It is important to provide stable output signals, because any signal variation due to instability of the signal source (e.g. bad cable

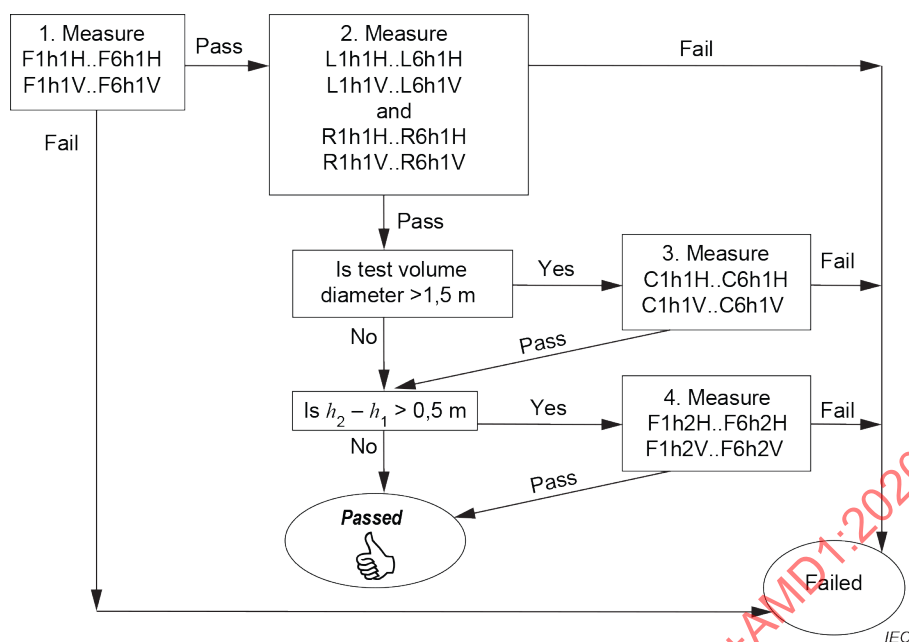
connections, variations with warm-up time of the power amplifier, etc.) can produce additional variations of the results (i.e. artificially high S_{VSWR} results).

- c) Record the measured signal level, M_{F6h1H} , at each frequency. Swept measurements or stepped frequency increments may be used. If stepped increments are used, the frequency increment shall be 50 MHz or less.
- d) Repeat steps b) and c) with the field probe at the other five positions shown in Table 8 (see 7.9) for the front, height 1, horizontal polarization. In total, there will be six measurements for front, height 1, horizontal polarization (M_{F1h1H} through M_{F6h1H}) varying in separation distance from the receive antenna by the increments shown in Table 7.
- e) Change the polarization of the field probe and antenna to vertical, and repeat the above procedure for positions P_{F1h1V} through P_{F6h1V} , to obtain M_{F1h1V} through M_{F6h1V} .
- f) For all measurements, normalize the obtained data using Equation (23).
- g) Using Equation (21) or Equation (22) (see 7.3.1), calculate the S_{VSWR} for horizontal polarization. Using Equation (22), $S_{VSWR,dB}$ can be obtained by subtracting the minimum received signal, $M_{min,dB}$, from the maximum received signal, $M_{max,dB}$, after distance corrections have been applied [i.e. per 7.7 f)] for the six positions. Repeat the calculation for the readings obtained using vertical polarization.
- h) The S_{VSWR} for both polarizations shall fulfil the acceptance criteria of 7.3.2.
- i) Repeat the above procedure for the left and right positions of the test volume. Note that for this reciprocal S_{VSWR} procedure the probe may be adjusted to maintain a constant direction facing at the reference point of the transmit antenna. However, the transmit antenna shall remain facing toward the centre of the volume (not aimed at the side positions) in the same direction it will be facing during later EUT measurements.
- j) If required by 7.8, repeat the above procedure for the measurements at the centre position, and for any measurements required at the second height. When measurements are performed at the second height, the probe shall be at the same height as the transmit antenna.

7.8 S_{VSWR} conditional measurement position requirements

As indicated in Figure 23, Figure 24, and Table 7, additional measurement positions are required to be tested depending upon the size of the test volume. Figure 25 presents a flow chart specifying when these additional measurements are required.

When additional measurement positions are required, S_{VSWR} is to be determined at each test frequency from each group of six measurements independently for horizontal and vertical polarization, using the procedures of 7.6 or 7.7.



NOTE Measurements are not required to be performed in the sequence shown, and may proceed in any order such that all the required data is obtained.

Figure 25 – S_{VSWR} conditional measurement position requirements

7.9 S_{VSWR} site validation test report

Table 8 lists a summary of all of the possible required S_{VSWR} measurements and calculations (normalized), including the results from the required positions and the conditional positions of 7.8. The S_{VSWR} calculations and reporting requirements apply for each test frequency.

Table 8 – S_{VSWR} reporting requirements

Location	Height	Polarization	Type	S_{VSWR} dB
Front	h_1	Horizontal	Required	$= \text{Max} (M'_{F1h1H} \dots M'_{F6h1H}) - \text{Min} (M'_{F1h1H} \dots M'_{F6h1H})$
Front	h_1	Vertical	Required	$= \text{Max} (M'_{F1h1V} \dots M'_{F6h1V}) - \text{Min} (M'_{F1h1V} \dots M'_{F6h1V})$
Right	h_1	Horizontal	Required	$= \text{Max} (M'_{R1h1H} \dots M'_{R6h1H}) - \text{Min} (M'_{R1h1H} \dots M'_{R6h1H})$
Right	h_1	Vertical	Required	$= \text{Max} (M'_{R1h1V} \dots M'_{R6h1V}) - \text{Min} (M'_{R1h1V} \dots M'_{R6h1V})$
Left	h_1	Horizontal	Required	$= \text{Max} (M'_{L1h1H} \dots M'_{L6h1H}) - \text{Min} (M'_{L1h1H} \dots M'_{L6h1H})$
Left	h_1	Vertical	Required	$= \text{Max} (M'_{L1h1V} \dots M'_{L6h1V}) - \text{Min} (M'_{L1h1V} \dots M'_{L6h1V})$
Centre	h_1	Horizontal	Conditional	$= \text{Max} (M'_{C1h1H} \dots M'_{C6h1H}) - \text{Min} (M'_{C1h1H} \dots M'_{C6h1H})$
Centre	h_1	Vertical	Conditional	$= \text{Max} (M'_{C1h1V} \dots M'_{C6h1V}) - \text{Min} (M'_{C1h1V} \dots M'_{C6h1V})$
Front	h_2	Horizontal	Conditional	$= \text{Max} (M'_{F1h2H} \dots M'_{F6h2H}) - \text{Min} (M'_{F1h2H} \dots M'_{F6h2H})$
Front	h_2	Vertical	Conditional	$= \text{Max} (M'_{F1h2V} \dots M'_{F6h2V}) - \text{Min} (M'_{F1h2V} \dots M'_{F6h2V})$

7.10 Limitations of the S_{VSWR} site validation method

The measurement points chosen for 7.5 and contained in the preceding procedures are intended to provide an overall measure of the S_{VSWR} of the test site across the frequency range of 1 GHz to 18 GHz. Note however that the peak S_{VSWR} may not always be captured using the procedures of 7.6 or 7.7 at any specific frequency f . Therefore, statements about S_{VSWR} compliance based on measurements at any single frequency should be avoided.

However, the peak found by the above procedures within adjacent frequency octaves ($0,5f$ to $2f$) is typically representative of the worst case S_{VSWR} for all frequencies inclusive in the band.

In cases where more accuracy of the S_{VSWR} results is desired at a single frequency, the above method can be improved by measuring more than six locations along the lines shown in Figure 23 and Figure 24. The additional data collection points should be spaced unequally, and selected based on a distance translation of the source antenna (or field probe with the reciprocal S_{VSWR} method) using quarter-wavelength steps at the frequency of interest.

7.11 Alternative test sites

Any test site that achieves free-space conditions is a possible alternative test site.

8 Common mode absorption devices

8.1 General

Common mode absorption devices (CMADs) are applied on cables leaving the test volume during a radiated disturbance measurement. CMADs are used in radiated disturbance measurements to reduce variations in the measurement results between different test sites, due to possible differing values of common mode impedance and symmetry at the point where cables leave the test site (e.g. turntable centre). The basic characteristics of CMADs can be expressed in terms of S -parameters. Derived performance quantities, such as insertion loss or reflection coefficient, can be determined from these S -parameters. This clause specifies measurement methods for the verification of the S -parameters of a CMAD.

8.2 CMAD S -parameter measurements

S -parameters measured in a test jig, as described in 8.3, are used to characterize the properties of a CMAD. The values of the complex S -parameters are evaluated at the reference planes indicated in Figure 26. The reference method for the measurement of S -parameters with the highest possible accuracy uses a vector network analyzer (VNA) and the TRL calibration method, as described in 8.4.

8.3 CMAD test jig

A test jig used for measuring the S -parameters of a CMAD under test shall have a cylindrical metal rod above a metal ground plane, as shown in Figure 26. The metal rod between the vertical flanges of the test jig consists of three sections: one section forming a transmission line in the jig between the two reference planes, and two adaptor sections between the reference planes and the adaptor ports.

The effects on CMAD measurement results from the adaptor sections and the adaptor ports can be eliminated by using the TRL calibration method described in 8.4, providing a low uncertainty for the final measurements. Any type of adaptor may be used for the measurements of 8.4. Examples of adaptors are shown in Figures 29 to 31 (see 8.6).

The diameter d of the cylindrical rod shall be 4 mm. The height above the ground plane, h , is defined by the dimensions of the CMAD; typical values are 30 mm, 65 mm, and 90 mm. The measurement shall be performed at the height defined by the construction of the CMAD. The distance between the reference plane and the vertical flange of the jig (adaptor section), L_A , shall be at least $2h$ (see Figure 26). The distances between the reference planes and the CMAD ends, D_A and D_B , should be as small as possible, but not larger than h . The metal ground plane of the test jig shall be greater than $(L_{\text{jig}} + 4h)$ in length, and greater than $4h$ in width.

The characteristic impedance, Z_{ref} , is given by the internal diameter of the line, d (defined to be 4 mm), and by the height of the centre of the rod above the ground plane, h :

$$Z_{\text{ref}} = \frac{Z_0}{2\pi} \cosh^{-1}\left(\frac{2h}{d}\right) \text{ in } \Omega \quad (24)$$

where

Z_0 is the free-space impedance (i.e. 120π) in Ω ;

d is the test conductor diameter, defined to be 4 mm;

h is the height of the centre of the test conductor above the ground plane.

EXAMPLE Typical values of Z_{ref} for various heights h are:

$h = 30 \text{ mm} \rightarrow Z_{\text{ref}} = 204 \Omega$

$h = 65 \text{ mm} \rightarrow Z_{\text{ref}} = 248 \Omega$

$h = 90 \text{ mm} \rightarrow Z_{\text{ref}} = 270 \Omega$

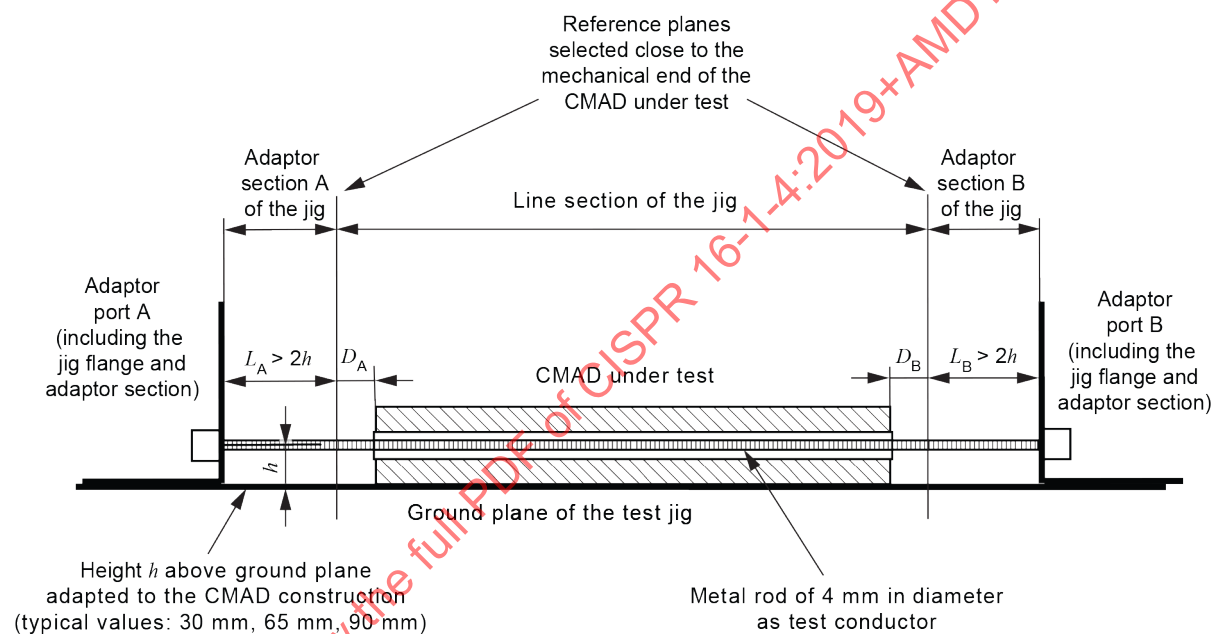


Figure 26 – Definition of the reference planes inside the test jig

8.4 Measurement method using the TRL calibration

The through-reflect-line (TRL) calibration method is recommended for measuring the S -parameters of CMADs. Use of this calibration procedure allows selection of the reference plane inside the test jig such that it is in close proximity to the location where the CMAD under test will be placed, thus distances D_A and D_B can be minimized (see Figure 26). The calibration requires a metal rod (termed “line”) with the same diameter and height as the transmission line section of the jig. The characteristic impedance and length of the line section shall be known exactly, and are introduced into the calibration data used by the firmware of the VNA, or by external correction calculations.

The length of the line section used for a TRL calibration process determines the frequency range in which the TRL calibration can be performed. This frequency limitation results from the mathematical procedure used in the TRL calibration method, where at some frequencies a divide-by-zero (or very small values) condition is possible and shall be avoided.

If the length of the “line” reference is L , the frequency range shall be limited to between low and high frequencies f_L and f_H as follows:

$$f_L = 0,05 \frac{c}{L} \quad (25)$$

$$f_H = 0,45 \frac{c}{L} \quad (26)$$

where c is 3×10^8 m/s. A “line” length of 0,6 m is appropriate for calibration in the frequency range 30 MHz to 200 MHz. If the measurement has to be extended to higher frequencies, a second “line” calibration is necessary. A second calibration with a “line” length of 0,12 m would be appropriate for the frequency range 150 MHz to 1 000 MHz.

Four calibration configurations are necessary for the TRL calibration method, as follows.

- “reflect” (port A): Measuring the complex value S_{11} of the adaptor section and adaptor without any other connection (simulating an open-circuit condition) [Figure 27a];
- “reflect” (port B): Measuring the complex value S_{22} of the adaptor section and adaptor without any other connection (simulating an open-circuit condition) [Figure 27b];
- “through”: Measuring the complex values S_{11} , S_{12} , S_{21} , S_{22} with the two adaptor sections directly connected together (without the line section in between) [Figure 27c];
- “line”: Measuring the complex values S_{11} , S_{12} , S_{21} , S_{22} with the line section introduced [Figure 27d]

These calibration measurements yield 10 complex numbers for each frequency point. If the VNA includes a firmware for TRL calibration, it will use these reference measurements to calculate the proper corrections for the TRL measurement. If the VNA does not support the TRL calibration, the necessary corrections may be made independent of the VNA according to the procedure described in CISPR TR 16-3.

The properties of the adaptor sections and adaptor ports outside of the calibration planes do not need to be known for the TRL calibration; rather, these are measured in the calibration procedure and are compensated correctly by the TRL calibration. Different types of adaptors may be used. It is recommended to use the same type of adaptors and the same length of the adaptor section on both ends of the test jig. It is also recommended that the two adaptor sections are the same length, i.e. $L_A = L_B$.

After calibration, the CMAD under test is introduced into the line section of the test jig. The adaptor sections and adaptors shall be exactly the same as used for the calibration. The length of the metal rod can be different from the length of the “line” used for the calibration, but the diameter (4 mm) and the height above the ground plane shall be the same as used for the calibration. The metal rod inside the CMAD should be positioned as accurately as possible in the centre of the CMAD opening. The length of the metal rod can be selected such that the reference plane corresponds with the physical ends of the CMAD (i.e. D_A as small as possible). Typical CMADs have a length of 0,6 m. In this case, the 4 mm line section can be used for calibration covering the frequency range of 30 MHz to 200 MHz, as well as for the measurement of the CMAD (also including the frequency range above 200 MHz, calibrated by a shorter line section). The measurement results for a CMAD under test using the VNA measurement corrected by the TRL calibration is a set of the four S -parameters referenced to the characteristic impedance of the transmission line section (empty jig), $Z_{0,jig}$.



Figure 27a – Configuration for the calibration measurement “reflect port A”



Figure 27b – Configuration for the calibration measurement “reflect port B”

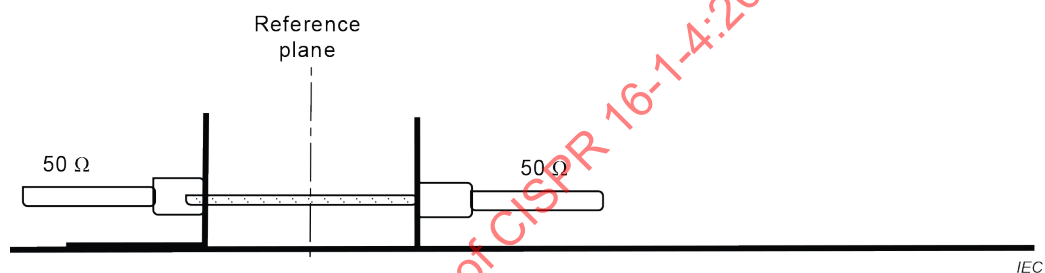


Figure 27c – Configuration for the calibration measurement “through”

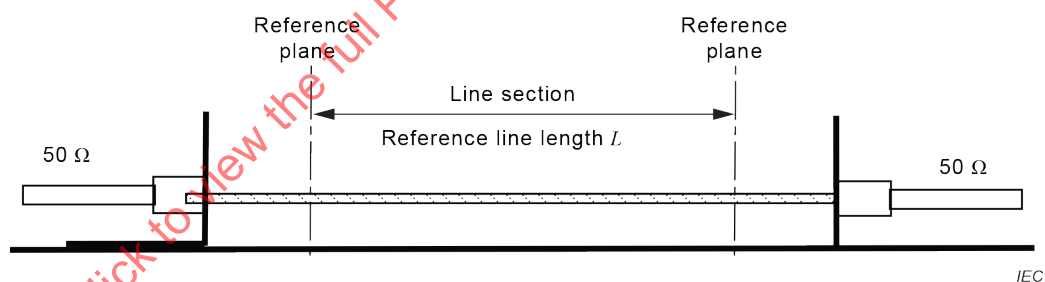


Figure 27d – Configuration for the calibration measurement “line”

NOTE The length L of the reference line for the calibration need not to be the same as the length used for the measurement of the CMAD. The length of the reference line for the calibration procedure is selected according to the frequency range needed.

Figure 27 – The four configurations for the TRL calibration

8.5 Specification of ferrite clamp-type CMAD

Ferrite clamp-type CMADs are used during radiated disturbance measurements below 1 GHz for the purpose of reducing compliance uncertainty. The characteristics of a CMAD are measured according to provisions of 8.1 to 8.3, and referenced to the characteristic impedance of the empty jig, $Z_{0,jig}$.

A comparison of available ferrite clamp-type CMADs has shown that a magnitude of S_{21} less than 0,25 is required to provide sufficient decoupling. These values can be achieved with CMADs having a magnitude of S_{11} as shown in Figure 28.

Ferrite clamp CMADs shall meet the following specifications.

- a) the magnitude of S_{21} shall be less than 0,25 in the frequency range 30 MHz to 200 MHz;
- b) the magnitude of S_{11} shall be within the following limit range in the frequency range 30 MHz to 200 MHz:
 - upper limit 0,75 at 30 MHz, and 0,55 at 200 MHz (decreasing linearly with the logarithm of the frequency);
 - lower limit 0,6 at 30 MHz, and 0,4 at 200 MHz (decreasing linearly with the logarithm of the frequency).

A specification in the frequency range from 200 MHz to 1 000 MHz is not required, because radiated disturbance measurements are not seriously affected by cable termination conditions at these frequencies.

A rationale for using S -parameters for the specification of ferrite-type CMADs is provided in CISPR TR 16-3.

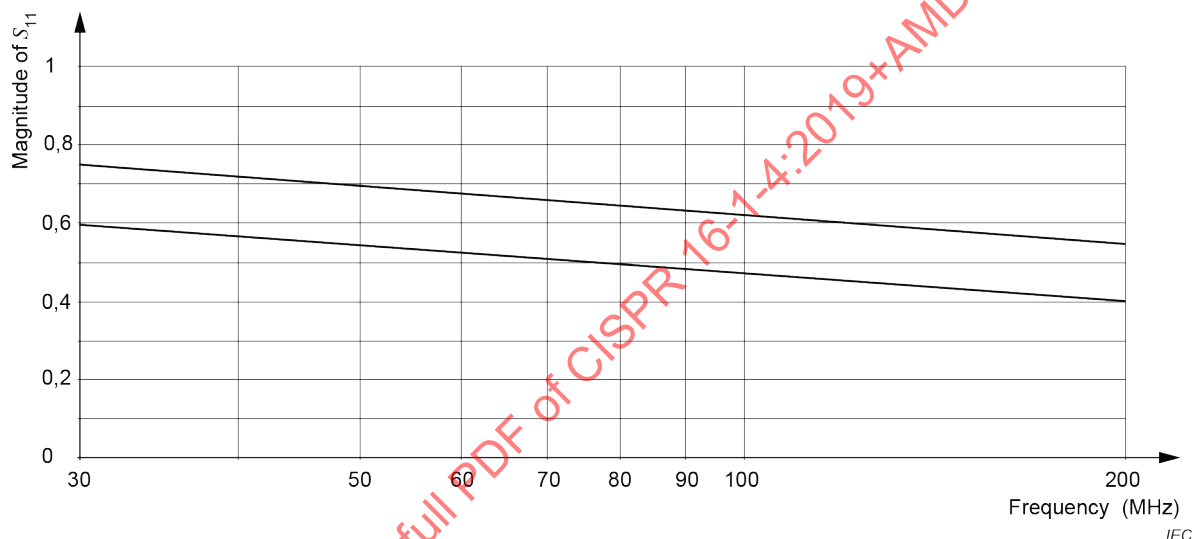


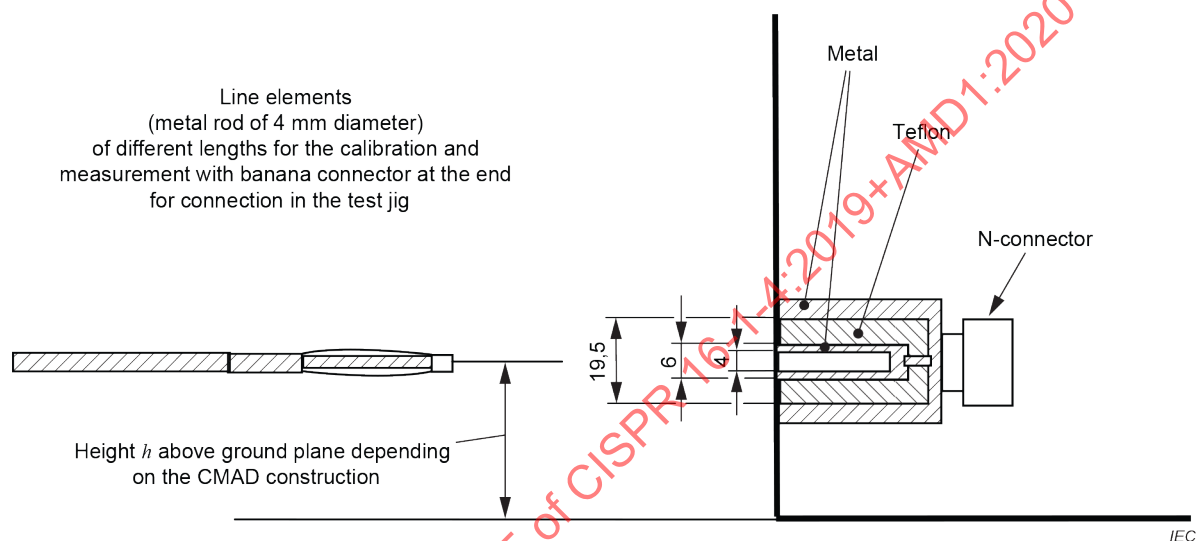
**Figure 28 – Limits for the magnitude of S_{11} ,
measured according to the provisions of 8.1 to 8.3**

8.6 CMAD performance (degradation) check using spectrum analyzer and tracking generator

The complex S -parameters of a CMAD cannot be measured without using a VNA. However, VNA instruments may not be available in all EMC test laboratories. For laboratories that do not have access to VNA instruments, a simpler method to check the functioning of a CMAD is defined in this subclause, using a spectrum analyzer with tracking generator. This instrumentation set-up measures only the magnitude of the insertion loss, but this measured value will not be directly related to the S -parameters measured at the reference planes shown in Figure 26. Nonetheless, an EMC laboratory can periodically repeat the same insertion loss measurement with their in-house test set-up, using the exact same conditions (impedance and geometry of the test set-up), then record and compare the history of the results to decide whether the CMAD is still in acceptable condition. This approach permits degradation of CMAD performance to be detected. If some degradation becomes apparent, a reference measurement shall be performed using a VNA with the TRL calibration method of 8.4.

Any adaptor construction (Figures 26 and 27, Figures 29 to 31) can be used for this performance/degradation check. To avoid resonance effects in cables between test jig and measurement instrument, it is necessary to include two 10 dB attenuators close to the test jig connection during this performance check.

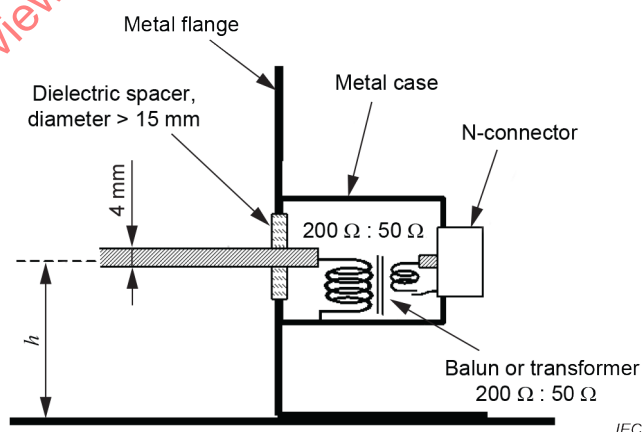
- a) When $50\ \Omega$ adaptors are used (Figure 29), the insertion loss measurement for the performance/degradation check is the difference in dB between attenuation measurements for the following two configurations:
- 1) configuration 1: direct connection of the two attenuators without the test jig;
 - 2) configuration 2: the two attenuators connected to the test jig with the CMAD included.
- b) If matching adaptors (Figure 30 or Figure 31) are used, the insertion loss measurement for the degradation check is the difference between the attenuation measured for the following two configurations:
- 1) configuration 1: the two attenuators connected to the test jig without the CMAD (empty jig);
 - 2) configuration 2: the two attenuators connected to the test jig with the CMAD included.



Dimensions in mm

NOTE The bottom sides of the vertical flange are electrically bonded to the metallic ground plane.

Figure 29 – Example of a $50\ \Omega$ adaptor construction in the vertical flange of the jig



NOTE If the centre tap of the balanced port is connected to the balun case, it should be disconnected.

Figure 30 – Example of a matching adaptor with balun or transformer

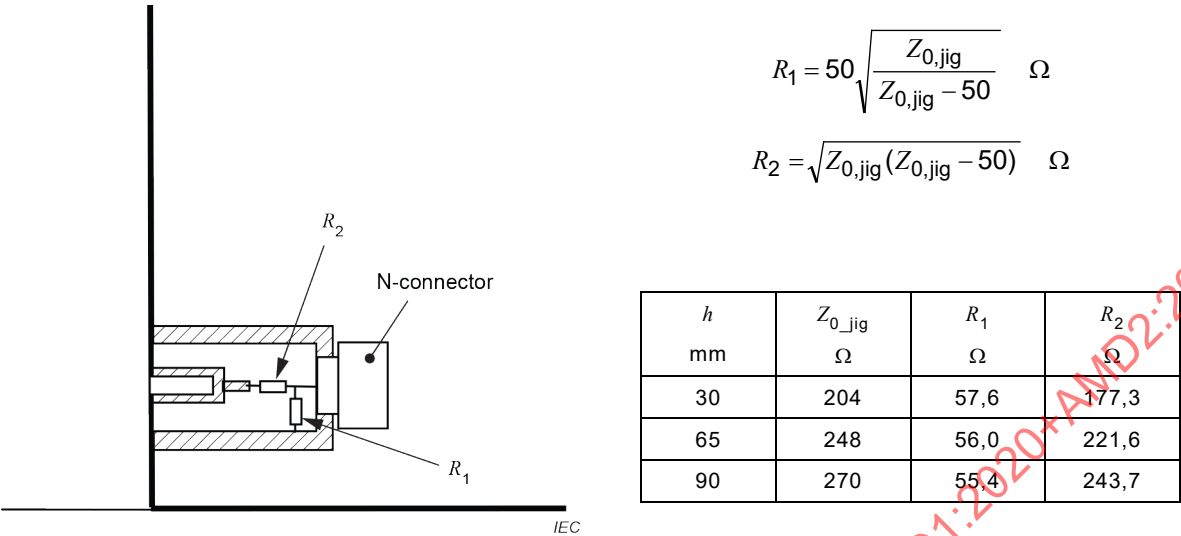


Figure 31 – Example of a matching adaptor with resistive matching network

9 Reverberating chamber for total radiated power measurement

9.1 General

For some types of equipment operating in the microwave frequency range, because of the existence of complex three dimensional radiation patterns that are sensitive to equipment operating conditions and its surroundings, the measurement of total radiated power is considered to be a significant parameter related to disturbance control. It can be measured by placing the equipment in a suitable chamber with metal walls. To avoid effects of standing waves that would otherwise produce non uniform distribution of energy density with position in the chamber, rotating stirrers (paddles, tuners) are installed. With proper size, shape, and position, the energy density at any position in the chamber varies randomly with a constant statistical distribution law in phase, amplitude, and polarization.

9.2 Chamber

9.2.1 Chamber size and shape

The linear dimensions of the chamber shall be large relative to the wavelength of the lowest frequency of interest. It shall also be large enough to accommodate the equipment under test, the stirrer(s), and the measuring antennas. Microwave equipment varies in size from small table top ovens having a volume of about 0,2 m³, to large units 1,7 m high with a 760 mm base. The chamber may be of any shape, provided its three dimensions are of the same order of magnitude. The three dimensions should preferably be different. For a lowest frequency of 1 GHz, the chamber shall have a volume at least 8 m³. The actual dimensions will depend on the physical characteristics of the chamber. See 9.2.4 for method of test of the suitability of the chamber.

The walls and the stirrers shall be metallic. Joints between the metallic members shall be mechanically sound and of low electrical resistance along the whole length, and there shall be no surface corrosion. No absorbing material, such as wood, shall be placed inside the chamber.

9.2.2 Door, openings in walls, and mounting brackets

The enclosure door shall be large enough to allow the passage of operators and equipment. It shall open outward, and fit tightly to minimize energy losses. For convenience in mounting the transmit antenna and the receive antenna inside the chamber, mounting brackets may be fixed to the walls.

9.2.3 — Stirrers

9.2.3.1 — General

The following describes two examples of stirrers. Other shapes are permitted, provided stirring efficiency meets the criteria in 9.2.4.

9.2.3.2 — Rotating vanes

If rotating vanes are used, two vanes are placed on adjacent walls of the chamber spaced at least $1/4$ of the maximum wavelength used distant from the walls, and of sufficient thickness to be rigid. They shall be of the maximum length allowed by the wall sizes, and their width shall be about $1/5$ of their length.

9.2.3.3 — Rotating paddles

If rotating paddles are used, two or three paddles are mounted on the walls of the chamber. The paddles shall be mutually at right angles. The paddles may be of the shape shown in Figure 32, and rotate about an axis parallel to their length. The diameter of the swept cylindrical space shall be at least equal to the maximum wavelength used, and the lengths shall be the maximum allowed by the wall sizes. The structure shall be rigid.

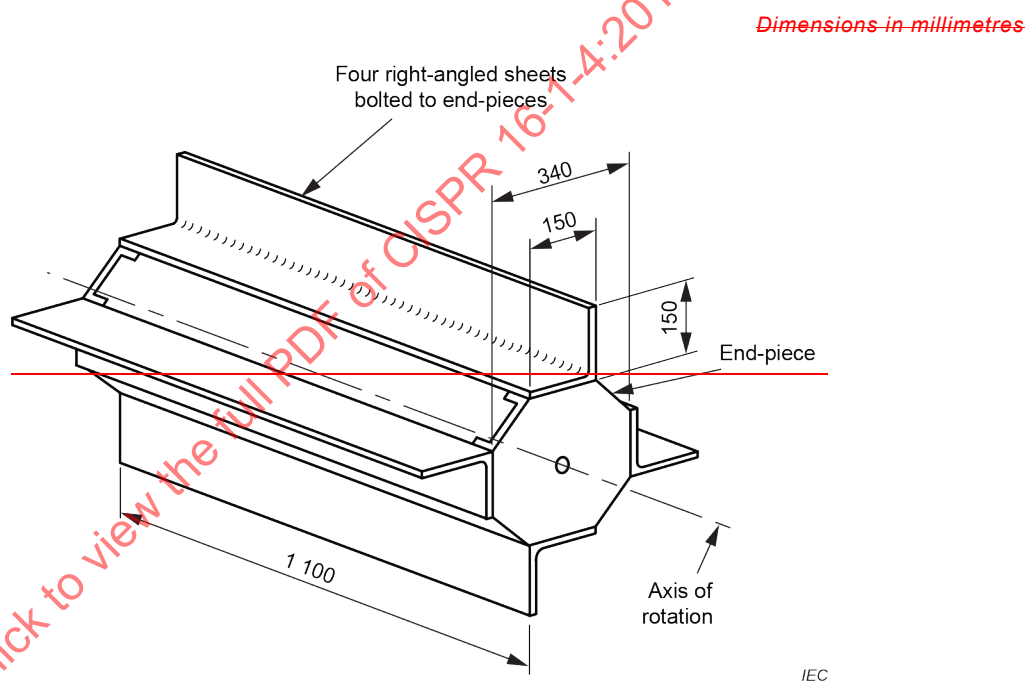


Figure 32 — Example of a typical paddle stirrer

9.2.3.4 — Rotating speed

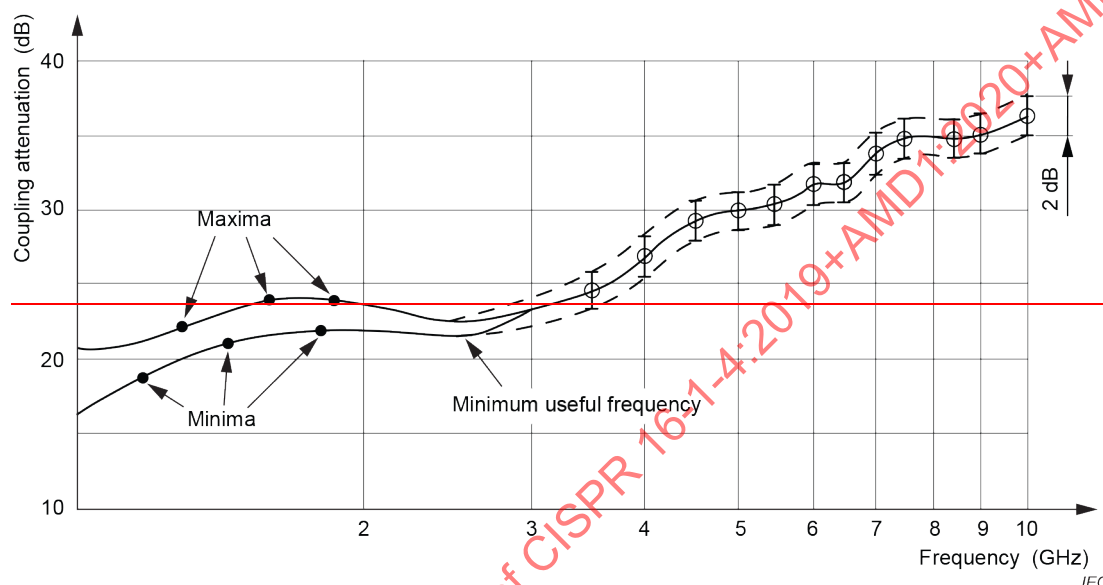
The rotation speeds of the stirrers shall be different. The longest time for one rotation of the stirrers shall be less than $1/5$ of the integrating time of the measuring instrument. For the measuring equipment described in 9.2.5, a suitable rate is between 50 r/min and 200 r/min. The motors used to rotate the stirrers, together with their reduction gear, should preferably be outside the walls of the chamber.

9.2.4 — Test for the efficiency of the stirrers

The desired uniform distribution of energy in the chamber is shown by the smoothness of the variation with frequency of coupling attenuation (described in 9.2.5). At low frequencies, due to the longer wavelengths, it is more difficult to achieve this uniformity, and there exist

~~pronounced maxima and minima. The greater the efficiency of the stirrers, the smaller are these maxima and minima, and hence the usable frequency is lower.~~

~~The coupling attenuation is measured over the usable frequency range of the chamber. At the lower frequencies, where the maxima and minima are observable, values shall be measured at about 100 MHz intervals. The receive antenna then remains fixed, the transmit antenna is rotated at 45° intervals, and the test is repeated for each position and at each frequency. The entire test shall be repeated again with the receive antenna rotated at 90°. The stirrers are considered satisfactory when: (1) the envelope of the curve of the maxima and the minima does not exceed 2 dB for any position of the transmit antenna, and (2) the means of the four curves are within an envelope of 2 dB or less. Figure 33 shows a typical result.~~



NOTE—All measured points should lie inside the 2 dB envelope marked by the dotted line.

Figure 33 — Range of coupling attenuation as a function of frequency for a chamber using the stirrer shown in Figure 32

9.2.5 Coupling attenuation

~~The coupling attenuation of a chamber is the insertion loss measured between the terminals of the transmit antenna and the receive antenna in the chamber. A calibrated signal generator, whose power output can be accurately measured, is used to feed power to a low-loss transmit antenna (e.g. a horn antenna) located inside the chamber or on a chamber wall. A receive antenna may be placed at any point in the chamber, provided it is at least 1/4 wavelength distant from the walls and is not pointing toward the transmit antenna, towards the nearest chamber wall, or aligned with any of the chamber axes.~~

~~A low noise RF amplifier is connected to the receive antenna via a high-pass filter; its output is connected through a band-pass filter to a diode detector. The band-pass filter shall be tuned to the frequency of interest, and be of the specified bandwidth. The output of the detector is connected to a peak reading voltmeter with a specified peak hold time (the hold time will depend on the equipment being measured). A spectrum analyzer may also be used for this measurement. The power absorbed by the transmit antenna, P , is noted. The signal generator is then connected to the input of the low noise amplifier, and its power output, p , is adjusted to give the same voltmeter reading. The power absorbed by the low noise amplifier is noted. The coupling attenuation is given by $10 \lg (P/p)$ dB.~~

Radiated disturbance measurements may be performed in reverberation chambers using the methods specified in IEC 61000-4-21.

10 TEM ~~cells~~ waveguides for ~~immunity to~~ radiated disturbance measurements

Radiated ~~immunity~~ disturbance measurements may be performed in TEM waveguides using the methods specified in IEC 61000-4-20 ~~[22]~~.

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of CISPR 16-1-4:2019+AMD1:2020+AMD2:2023 CSV

Annex A (normative)

Parameters of antennas

A.1 General

Various CISPR publications specify particular antennas to be used in making measurements, other types of antennas can be used provided the results are equivalent to those obtained with the specified antenna. The comparison of these antennas to the specified antennas is supported by specifying appropriate parameters. These parameters shall be specified as part of any CISPR acceptance of a new antenna type. Antenna manufacturers shall also use this information as guidance in specifying the most useful aspects of antennas used for radiated disturbance measurements.

Manufacturers are requested to supply generic information on each antenna model, including the following parameters:

- free-space antenna factor in a 50 Ω system;
- return loss or VSWR;
- radiation patterns, at sufficient frequency increments to indicate significant changes (including beamwidth information);
- frequency-dependent measurement uncertainty values for both horizontal and vertical polarizations, to account for deviation from the free-space antenna factor caused by mutual coupling to a ground plane when the antenna is scanned in height between 1 m and 4 m;
- balun DM/CM conversion, especially for biconical and hybrid antennas; and
- XPR, especially for LPDA and hybrid antennas.

A.2 Preferred antennas

A.2.1 General

If there is an alleged non-compliance to an electric field strength limit, the value measured by a low-uncertainty antenna is preferred. A low-uncertainty antenna is one for which the field strength with a CISPR test set-up can be measured with a lower uncertainty than is required for other antennas, and that meets the field strength accuracy criterion of 4.1. Low-uncertainty antennas are described in A.2.3.

A.2.2 Calculable antenna

A calculable standard dipole antenna achieves the lowest uncertainty for electric field strength measurements. The antenna factor of a calculable dipole can be calculated for free-space and at any height and polarization above a well-defined ground plane. The principles of the calculable standard dipole are described in CISPR 16-1-5, where only the resonant dipole conditions are described. However, using widely available numerical electromagnetic modelling, the antenna factor for a single dipole length can be calculated over a broad frequency band with uncertainties less than $\pm 0,3$ dB. For example, for a measurement at 30 MHz, a dipole that is resonant at 80 MHz can be used. The model-derived antenna factor principle can also be extended to multi-wire antennas, which cover an even broader bandwidth.

A.2.3 Low-uncertainty antennas

Low-uncertainty antennas are biconical and LPDA antennas whose basic parameters and characteristics are described in this subclause. These are broadband and have reasonable

sensitivity, i.e. their antenna factors are not too high. Calculable dipoles can be used, and potentially have the lowest uncertainty. The XPR shall meet requirements in 4.5.5, and any balun shall meet the requirements indicated in 4.5.4. The antenna factor shall be determined by a calibration laboratory that provides traceability to national standards, and is selected to minimize the uncertainty of antenna factor determination.

Acceptable types of low-uncertainty antennas are biconical antennas used over the frequency range 30 MHz to 250 MHz, and LPDA antennas over the range 250 MHz to 1 GHz. The reasons for this cross-over frequency are: an LPDA antenna has a phase centre error due to its length, which is reduced by starting at 250 MHz; and, most biconical antennas are affected by a resonance above 290 MHz and exhibit radiation pattern distortion above 260 MHz, unless open-structure elements (portable or collapsible) are used. The actual cross-over frequency between biconical and LPDA antennas can be between 200 MHz and 250 MHz, with a slight increase in phase centre uncertainties associated with LPDA antennas below 250 MHz; see A.4.2 of CISPR 16-1-6:2014. Hybrid antennas, which cover the entire frequency band 30 MHz to 1 000 MHz, are not a preferred type because the uncertainties are higher than with separate biconical and LPDA antennas mainly due to the greater length of a hybrid antenna, especially when used at a distance of 3 m from the source (as opposed to instead of the 10 m standard distance).

The low-uncertainty biconical antenna has an element tip-to-tip length of approximately $1,35 \text{ m} \pm 0,03 \text{ m}$ (depending on balun width), six wire elements emanating in a cone shape, with a broadest diameter of approximately 0,52 m. The balun shall be a 200 Ω design (200 Ω to 50 Ω transformer ratio), which ensures better sensitivity at 30 MHz, and lower mutual coupling with the environment.

NOTE The low-uncertainty biconical antenna is based on the original shown in MIL-STD-461A [7], designed to operate from 20 MHz to 200 MHz. Collapsible-element versions of biconical antennas give better performance than the closed “cage” element versions above 250 MHz.

The low-uncertainty LPDA is designed to have a lowest frequency of 200 MHz (i.e. the longest element is resonant at 200 MHz, approximately 0,75 m) and with length of $0,75 \text{ m} \pm 0,12 \text{ m}$ between the longest and shortest elements (the latter being resonant above 1 GHz). The reason for not having the longest element at 250 MHz is that it is not bounded by other array elements thus the radiation pattern is distorted. The antenna length of 0,75 m distinguishes it from other LPDA designs of twice the length that achieve a higher gain but will have a greater phase centre error, and LPDAs of less than 0,6 m in length that are not likely to have an antenna factor that increases smoothly and monotonically with frequency (with any sharp rises in antenna factor deviating by no more than 1,5 dB from a regression line across the whole frequency range). Phase centre errors with LPDAs can be minimized by applying a correction to the measured field strength taking the antenna-to-EUT distance into account; see 7.3.1 of CISPR 16-2-3:2016.

A.3 Simple dipole antennas

A.3.1 General

If a laboratory is not able to get an antenna calibrated, an alternative is to use a dipole antenna, either in the form of a calculable dipole or a tuned dipole. A tuned dipole is relatively simple to construct and gives a low uncertainty for field strength measurement comparable to the antennas described in A.2. The antenna factors of a tuned dipole shall be verified either by a laboratory that provides traceability to national standards and tries to minimize the uncertainty of antenna factor determination, or by measuring the site insertion loss between a pair of similar dipoles above a ground plane (that conforms to Annex D) and comparing it with the calculated coupling, allowing for the loss of the baluns (see Annex C of CISPR 16-1-5). A drawback of the tuned dipole is its long length at the lower end of the frequency range, for example it is 4,8 m long at 30 MHz, which at a measurement distance of 3 m will result in errors caused by amplitude and phase gradients. Also, a dipole is most sensitive to its surroundings when it is tuned, so that the mutual impedance with its image in the ground plane can change the antenna factor by up to 6 dB for a horizontally polarized 30 MHz dipole

scanned in height from 1 m to 4 m above a ground plane. For this reason, a shortened dipole tuned to 80 MHz is recommended for use below 80 MHz.

A.3.2 Tuned dipole

A practical and simple design of a tuned dipole comprises a half-wavelength-resonant dipole with a series-parallel coaxial stub balun. The tip-to-tip dipole lengths are approximately 0,48 wavelength, depending on the radius of the dipole element. Free-space antenna factors can be computed from the following equation, which gives the factor in decibels. This does not include the balun loss, for which an averaged value of 0,5 dB can be added to the antenna factor, and this loss factor shall be verified. The antenna factor is:

$$F_a = 20 \lg(f_M) - 31,4$$

where F_a is the AF in dB(m⁻¹), and f_M is the frequency in MHz.

Because the tuned dipole is more sensitive to its surroundings than a broadband antenna (except at its resonant frequency, excluding LPDAs) it is unlikely that the overall uncertainty in the use of a tuned dipole will be less than that of the low-uncertainty antennas of 4.5.2.

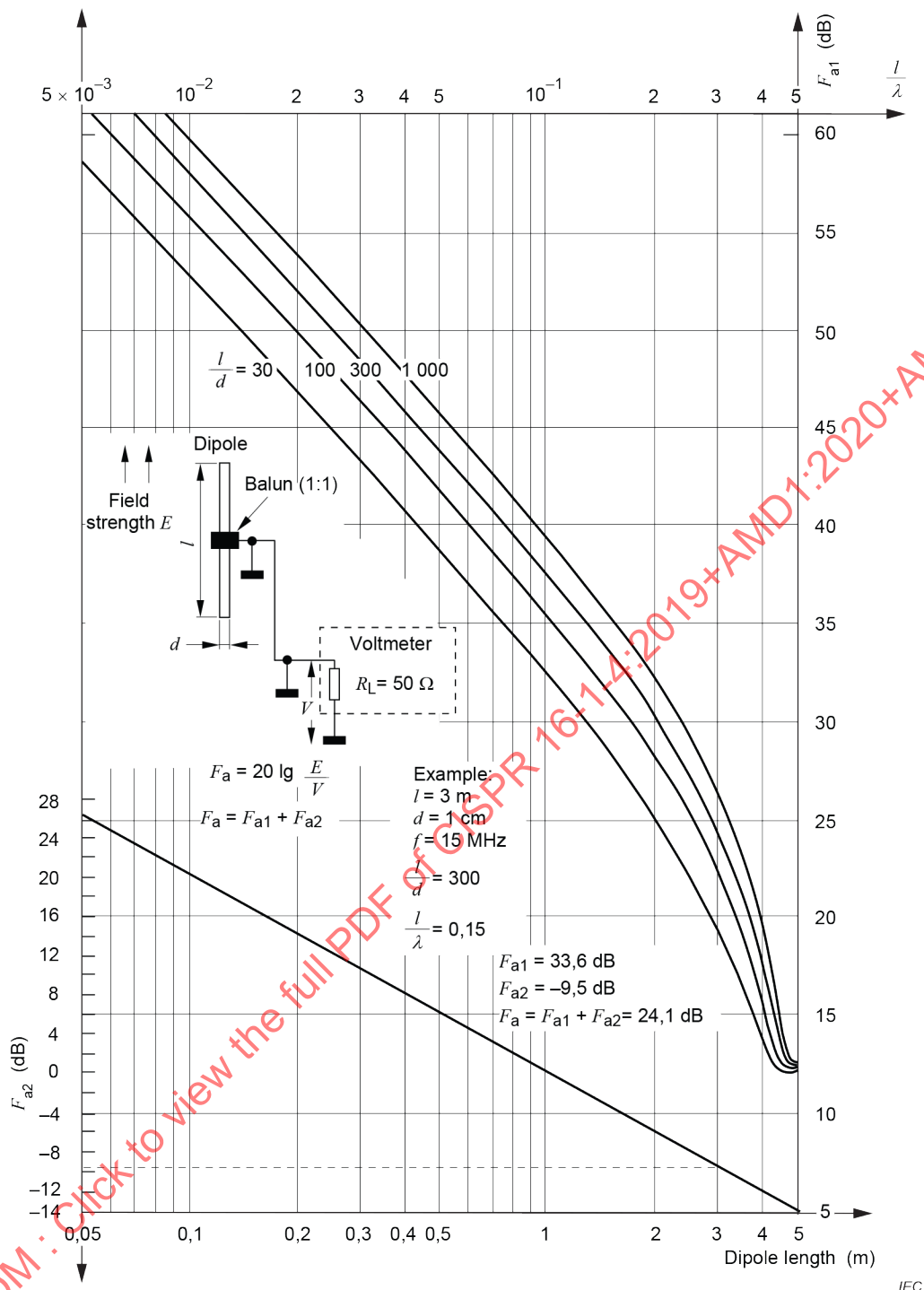
A.3.3 Shortened dipole

A dipole shorter than one half-wavelength may be used provided:

- a) the total length is greater than 1/10-wavelength at the frequency of measurement;
- b) it is connected to a cable sufficiently well matched at the receiver end, to ensure a return loss at the cable input of greater than 10 dB. The calibration shall take account of the return loss;
- c) it has a polarization discrimination equivalent to that of a tuned dipole (see 4.5.3). To obtain this, a balun is needed that fulfils the balun imbalance test in 4.5.4.
- d) for determination of the measured field strength, a calibration curve (antenna factor) is determined and used for the measuring distance (i.e. at a distance of at least three times the length of the dipole);

NOTE Antenna factors thus obtained should make it possible to fulfil the requirement of measuring uniform sine-wave fields with an accuracy not worse than ± 3 dB. Examples of calibration curves are given in Figure A.1, which shows the theoretical relation between field strength and receiver input voltage for a receiver with input impedance of 50 Ω, and for various l/d ratios. In this figure, the balun is considered as an ideal 1:1 transformer. However, these curves do not account for the losses of the balun, the cable, and any mismatch between the cable and the receiver.

- e) in spite of the sensitivity loss of a field-strength meter due to a high antenna factor attributed to the shortened length of the dipole, the measuring limit of a field-strength meter (determined for example by the receiver noise level and the AF of the dipole) shall remain at least 10 dB below the disturbance limit.



NOTE See NOTE in A.3.3 item d).

Figure A.1 – Short dipole antenna factors for $R_L = 50 \Omega$

A.4 Broadband antenna parameters

A.4.1 General

Broadband antennas used for CISPR measurements are those antennas that are linearly polarized and are intended for use over a wide frequency range. This does not prevent the use of antennas with limited length adjustment or the addition of antenna element sections. The input impedance of such antennas typically is a complex quantity. Other parameters that can be specified are described below.

A.4.2 Antenna type

A.4.2.1 General

Subclauses A.4.2.2 to A.4.2.7 describe the physical parameters of broadband antennas that should be provided. Note that some parameters may not apply to every antenna.

A.4.2.2 Antenna style of fixed or variable length or diameter

If the antenna has a variable length, specify the number of sections that are added or subtracted to change the basic fixed length.

NOTE Fully-tunable antennas are not considered to be broadband and hence are not considered in A.4. Also, the diameter of a loop antenna generally is not variable.

A.4.2.3 Depth to width ratio or loop diameter

Provide dimension in metres. For an LPDA, for example, the length of the boom along the measurement axis and the width of the largest element would be provided.

A.4.2.4 Active or passive antenna

A broadband antenna is considered an active antenna if it contains amplifiers, preamplifiers, and other non-linear active devices that amplify the signal or shape the frequency response or both.

A.4.2.5 Mounting arrangement

Provide any special mounting requirements beyond those that can be accommodated by a typical tripod or antenna positioner.

A.4.2.6 Connector type

Specify BNC, N, SMA, etc. as appropriate. Specify the pin depth tolerance, and state that it should be verified with a pin-depth gauge.

A.4.2.7 Balun type

Specify if the balun is discrete, distributed, tunable, etc. Specify the balun transformer ratio.

A.4.3 Specification of the antenna

A.4.3.1 Frequency range

Specify the frequency range in megahertz or kilohertz where the antenna operates within its characteristics. If there is a defined fall-off characteristic in decibels per octave at either end of the range, so specify.

A.4.3.2 Gain and antenna factor

A.4.3.2.1 Gain

Specify typical or actual gain in decibels relative to an isotropic radiator (dBi).

A.4.3.2.2 Antenna factor

Specify the individual AF in dB(m⁻¹). See CISPR 16-1-6 for antenna calibration procedures.

A.4.3.3 Directivity and radiation pattern for linear polarization

Specify antenna pattern and directivity in degrees with a polar plot for both the E-plane and H-plane at a sufficient number of frequencies that show any significant changes with frequency. For antennas with relatively low directivity (e.g. less than 6 dBi), specify the front-to-back ratio in decibels. If omnidirectional, for example having a Hertzian dipole pattern, this shall be stated.

A.4.3.4 VSWR and impedance

Indicate the minimum return loss and nominal input impedance in ohms. Additionally, the minimum return loss can be expressed as maximum VSWR.

A.4.3.5 Active antenna performance

For antennas with active amplified gain, specify the intermodulation product levels, the electric and magnetic field strength immunity level from outside disturbances, and any appropriate check(s) to determine overload or improper operation.

A.4.3.6 Power handling

For immunity testing transmit use, specify maximum and transient power handling capability, in watts.

A.4.3.7 Other conditions

Specify the temperature and humidity range in which the antenna is operated, and any precautions if used in an unprotected area exposed to the weather.

A.4.4 Antenna calibration

Methods of antenna calibration are given in CISPR 16-1-6.

A.4.5 Antenna user information

A.4.5.1 Antenna use

Provide a description of the use of the antenna. Ensure that any special precautions or limitations are cited to reduce the chance of misuse.

A.4.5.2 Physical limitations

Indicate if there are any physical limitations in using the antenna such as the following:

- a) minimum height above the ground plane;
- b) preferred polarization with respect to the ground plane;
- c) special use, i.e. use as a receive antenna or a transmit antenna only. Normally, this is limited to the power-handling capability of the balun for passive antennas, or the non-bidirectional characteristics for active antennas. State if power handling is limited by arcing across non-welded antenna element connections;
- d) simple ohmic check to determine continuity integrity of the antenna;
- e) minimum separation of the closest antenna element to the EUT being measured.

Annex B
(XXX)

(Void)

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of CISPR 16-1-4:2019+AMD1:2020+AMD2:2023 CSV

Annex C (normative)

Large-loop antenna system for magnetic field induced-current measurements in the frequency range of 9 kHz to 30 MHz

C.1 General

This annex sets forth information and data concerning measurement of current induced in a large-loop antenna system (LLAS) by the magnetic field emitted by a single EUT, positioned in the centre of the LLAS, in the frequency range of 9 kHz to 30 MHz. Subclause 4.7 of this document, and CISPR 16-2-3, refer to use of this LLAS; see also [9].

A description of the LLAS is given in this annex, as well as the method for validation of the individual loop antennas comprising the LLAS. Conversion factors are given to relate magnetic field induced-current data to magnetic field data that would have been obtained if the same EUT was measured using a single-loop magnetic field antenna positioned at a specified distance from that EUT.

C.2 Construction of an LLAS

The LLAS (see Figure C.1) consists of three mutually perpendicular large-loop antennas, which are described in Clause C.3. The entire LLAS is supported by a non-metallic base.

A 50 Ω coaxial cable between the current probe of each LLA and the coaxial switch, and between this switch and the measuring equipment, shall have surface transfer impedance less than 10 m Ω /m at 100 kHz, and less than 1 m Ω /m at 10 MHz. This requirement is met when using, for example, double-braided shield RG-223/U coaxial cable.

All connectors shall have surface transfer impedance comparable with that of the coaxial cable. This requirement is met, for example, when using good quality BNC collet-lock type connectors (see [1]).

All cables shall be equipped with ferrite absorbers (labelled F in Figure C.1), providing a common-mode series resistance of $R_s > 100 \Omega$ at 10 MHz. This requirement is met when constructing the ferrite absorber from, for example, twelve rings (toroids) of type 3E1 from Ferroxcube (minimum size: 29 mm outer diameter by 19 mm inner diameter by 7,5 mm height).

C.3 Construction of a large-loop antenna (LLA)

Each LLA of the LLAS is constructed from coaxial cable having surface transfer impedance as specified in C.2. In addition, the resistance of the inner conductor of each LLA shall be sufficiently low (see NOTE 1). Both requirements are met, for example, when using double-braided shield RG-223/U coaxial cable.

To keep each LLA in its circular shape, and to protect the slit construction, as in the example of Figure C.2, the cable is inserted in a thin-walled non-metallic tube, with inner diameter of approximately 25 mm. Other non-metallic constructions serving the same purposes may be used.

The standard diameter of each LLA is defined ~~to be~~ as $D = 2$ m (i.e. the reference diameter). If necessary, e.g. in the case of a large EUT, D may be increased. However, in the frequency range up to 30 MHz, the maximum ~~allowable~~ diameter **allowed** is 4 m. Further increase of the diameter can result in non-reproducible resonances of the LLAS response at the high-

frequency end of the measuring range. The validation method specified in C.4 applies for LLAS loops with diameters of 2 m, 3 m, or 4 m.

Note that by increasing the diameter, the LLA sensitivity to ambient noise increases proportionally to the diameter, and its sensitivity to wanted signals is inversely proportional to the diameter-squared.

Each LLA contains two opposite slits, positioned symmetrically with respect to the current probe of each LLA (see Figure C.2). Such a slit, made in the outer conductor of the coaxial antenna cable as shown in Figure C.3, shall have a width of less than 7 mm. The slit is bridged by two parallel sets of 100 Ω resistors in series. The centre of each series circuit is connected to the inner conductor of the coaxial antenna cable.

At each side of the slit, the outer conductor of the coaxial antenna cable may be bonded to a strap of printed circuit board material with two copper rectangles, separated by at least 5 mm, to obtain a rigid slit construction (see Figure C.4).

The current probe around the inner conductor of the LLA coaxial cable shall have a sensitivity of 1 V/A over the frequency range of 9 kHz to 30 MHz. The insertion-loss impedance of the current probe ~~shall~~ should be sufficiently low (see NOTE 1).

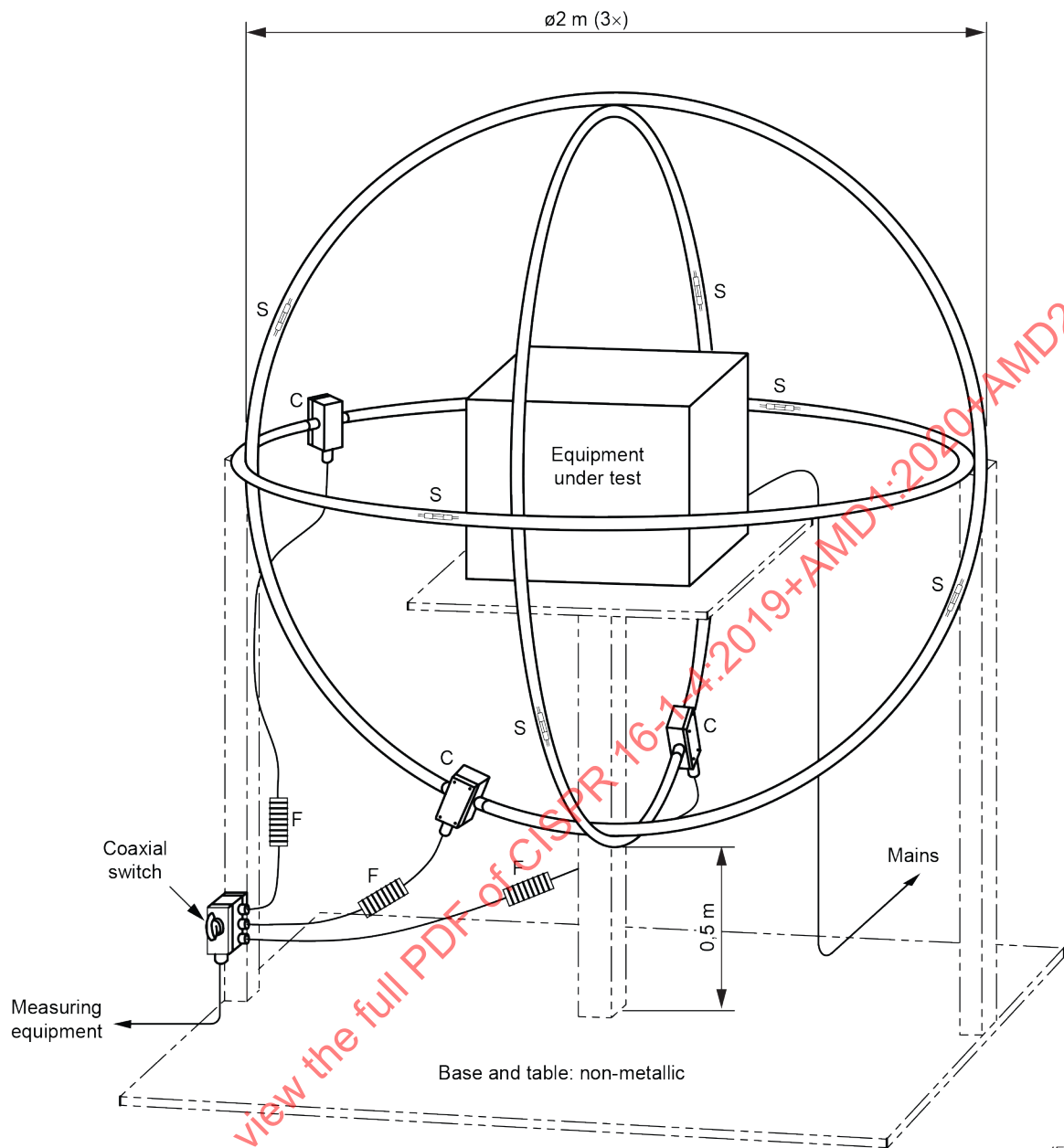
NOTE To obtain a flat frequency response for each LLA at the lower end of the 9 kHz to 30 MHz frequency range, the resistive part of the insertion impedance, R_c , of the current probe is designed to be much smaller than $2\pi f L_c$ at $f = 9$ kHz, where L_c represents the inductance of the current probe. In addition, $R_c + R_i$ is to be less than or equal to $X_i/10 = (2\pi f L)/10$ at 9 kHz, where R_i is the resistance of the inner conductor of the loop and L is the loop inductance. This inductance is about 1,5 μ H/m along the circumference; thus, for each standard LLA whose diameter is 2 m, $X_i \approx 0,5 \Omega$ at $f = 9$ kHz.

The outer conductor of the LLA cable shall be bonded to the metal box containing the current probe (see Figure C.5). The maximum dimensions of this box are: 80 mm width, 120 mm length, and 80 mm height.

~~NOTE 1 To obtain a flat frequency response for each LLA at the lower end of the 9 kHz to 30 MHz frequency range, the insertion loss, R_c , of the current probe is designed to be much smaller than $2\pi f L_c$ at $f = 9$ kHz, where L_c represents the inductance of the current probe. In addition, $(R_c + R_i) \ll X_i = 2\pi f L$ at 9 kHz, where R_i is the resistance of the inner conductor of the loop, and L is the loop inductance. This inductance is about 1,5 μ H per meter of circumference; thus, for each standard LLA, $X_i \approx 0,5 \Omega$ at $f = 9$ kHz.~~

~~NOTE 2 To avoid unwanted capacitive coupling between the EUT and the LLA, the distance between the EUT and the components of each LLA should be at least 0,10 times the loop diameter. Particular attention should be paid to the leads of an EUT. Cables should be routed together and leave the loop volume in the same octant of the LLAS, no closer than 0,4 m to any LLA (see Figure C.6).~~

To avoid unwanted capacitive coupling between the EUT and the LLAS, the distance between the EUT and components of the LLAS shall be at least 0,10 times the loop diameter. Particular attention should be paid to the leads of an EUT. Cables shall be routed together and leave the test volume in the same octant of the LLAS, no closer than 0,4 m to any of the LLAS loops (see Figure C.6).



Components

- S antenna slit
- C current probe
- F ferrite absorber

Figure C.1 – The LLAS, consisting of three mutually perpendicular large-loop antennas

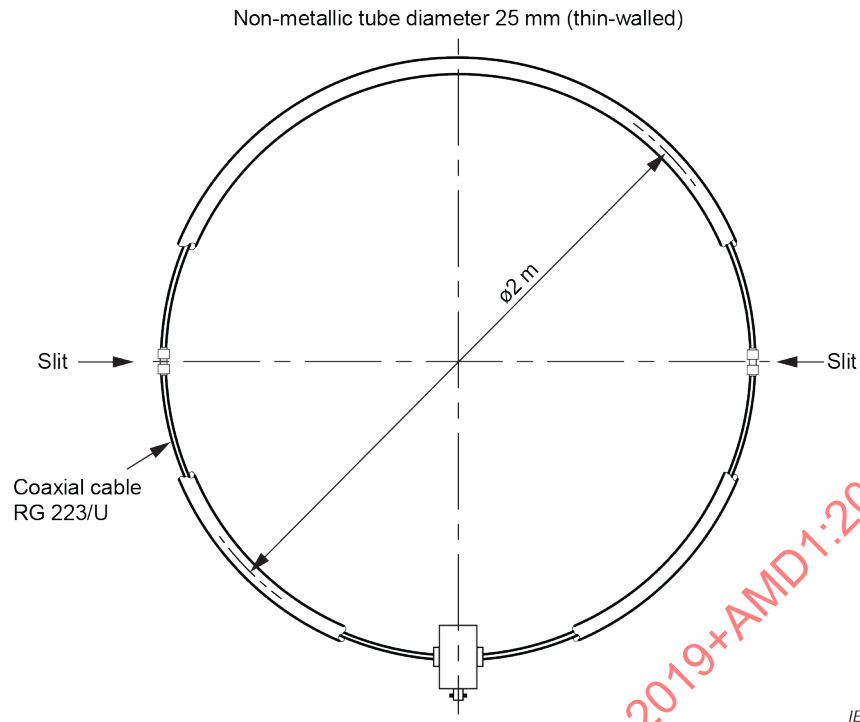


Figure C.2 – An LLA containing two opposite slits, positioned symmetrically with respect to the current probe C

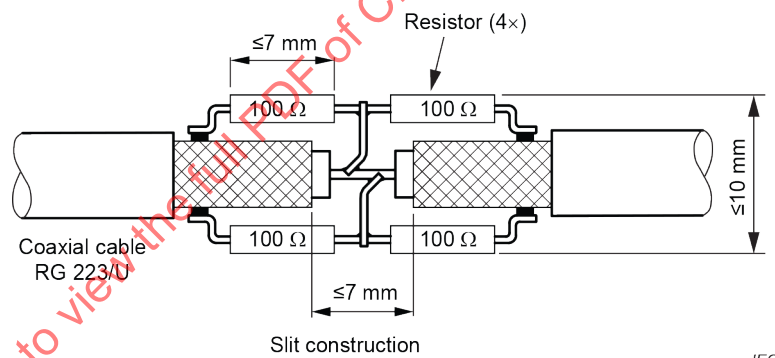


Figure C.3 – Construction of an LLA slit

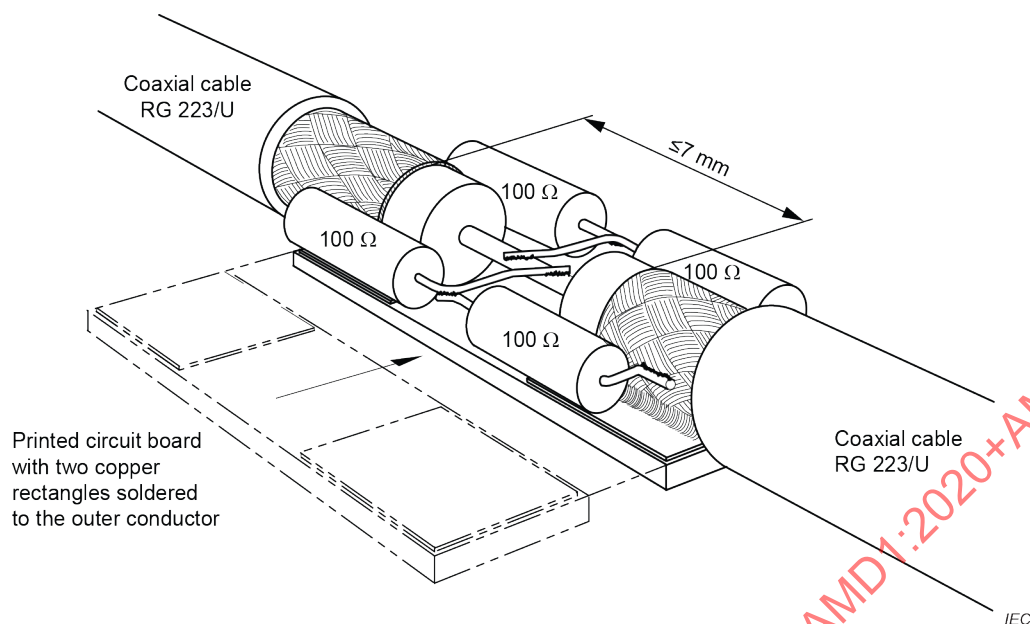


Figure C.4 – Example of an LLA slit construction using a strap of printed circuit board to obtain a rigid construction

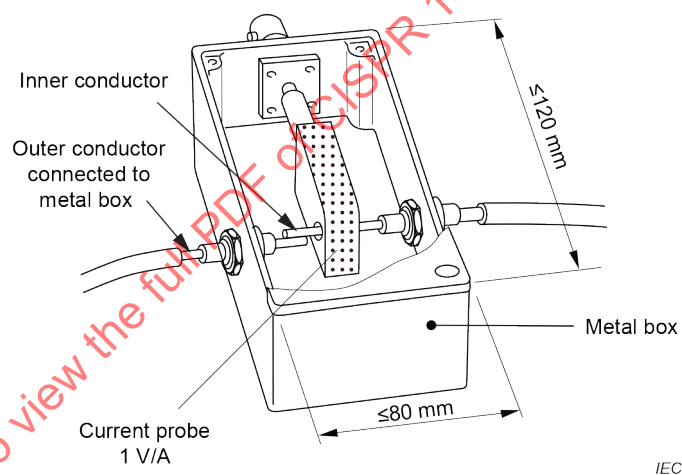


Figure C.5 – Construction of the metal box containing the current probe

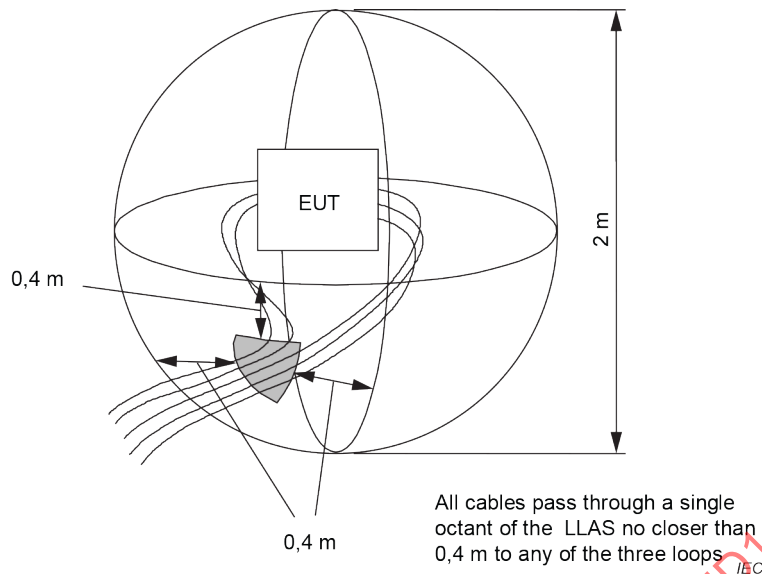


Figure C.6 – Example showing the routing of several cables from an EUT to minimize capacitive coupling from the leads to the LLAS

C.4 Validation of an LLAS

~~The validation and calibration of each LLA in an LLAS is carried out by measuring the current induced in the LLA by the LLAS verification dipole antenna connected to a 50 Ω RF generator, as described in C.5. The magnetic field emitted by that dipole allows verification of the magnetic field sensitivity of an LLA. The electric field emitted by the LLAS verification dipole antenna shows that the sensitivity of the LLA to the electric field is sufficiently low.~~

The validation of the LLAS shall be carried out by measuring the current induced in each of the three LLAs by means of the LLAS verification dipole connected to a 50 Ω RF generator, as described in C.5. The magnetic field emitted by the dipole allows verification of the magnetic field sensitivity of the LLAS. The electric field emitted by the LLAS verification dipole is intended to verify that the electric field sensitivity of the LLAS is sufficiently low.

The validation of an LLAS shall be performed at the site where the LLAS measurements normally take place. This is to account for the effect of the floor, walls, and similar objects or surfaces in the specific environment of the LLAS.

Validation measurements shall be performed at least at the following frequencies: 9 kHz, 100 kHz, 1 MHz, 2 MHz, 3 MHz, 5 MHz, 10 MHz, 15 MHz, 20 MHz, 25 MHz, and 30 MHz.

The induced current shall be measured as a function of frequency in the range of 9 kHz to 30 MHz at the eight positions of the LLAS verification dipole ~~antenna~~ shown in Figure C.7. During this measurement, the LLAS verification dipole ~~antenna is~~ shall be in the plane of the LLA under test.

~~In each of the eight positions, the validation factor $[20 \lg(V_{go}/I_l)]$ expressed in dB(Ω) of the open circuit voltage of the RF generator (V_{go}) and the measured current (I_l) shall not deviate more than ± 2 dB from the validation factor given in Figure C.8.~~

In each of the eight positions, the measured validation factor, expressed in dB(Ω) as $20 \lg(V_{go}/I_l)$, where V_{go} is the open circuit voltage of the RF generator and I_l is the measured current, shall not deviate by more than ± 3 dB from the applicable reference validation factor given in Figure C.8 and Table C.1.

~~The validation factor given in Figure C.8 is valid for a circular LLA with the standard diameter $D = 2$ m. If the diameter of a circular LLA differs from $D = 2$ m, the validation factor for the non-standard LLA can be derived from the data given in Figure C.8 and Figure C.11 (see C.6).~~

The reference validation factors given in Figure C.8 and Table C.1 are valid for an LLAS with circular loops having diameters of $D = 2$ m, 3 m, or 4 m.

Tabular values of the curves presented in Figure C.8 are given in Table C.1. These tabular values shall be used for the LLAS validation.

Background material and the equations for calculating the reference validation factors are given in CISPR TR 16-3:2020 [23].

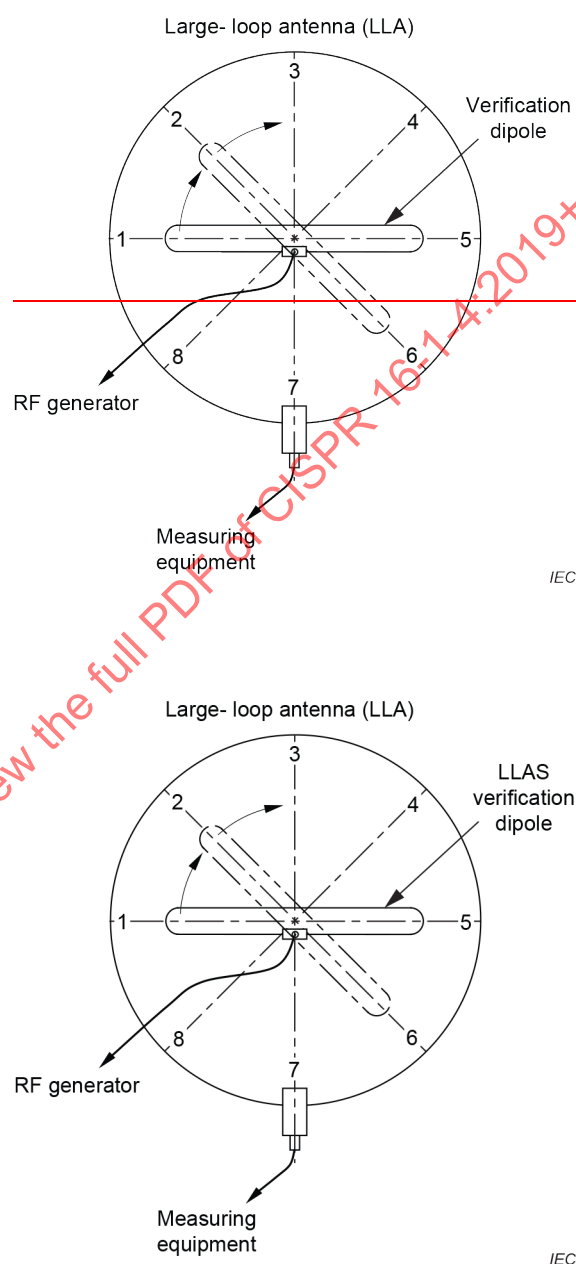


Figure C.7 – The eight positions of the LLAS verification dipole during validation of an LLA

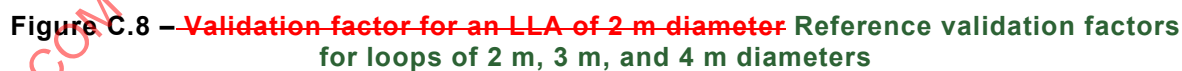


Table C.1 – Reference validation factors of Figure C.8 for loops of 2 m, 3 m, and 4 m diameters

Frequency MHz	Reference validation factor			Frequency MHz	Reference validation factor		
	2 m LLAS	3 m LLAS	4 m LLAS		2 m LLAS	3 m LLAS	4 m LLAS
	dB(Ω)				dB(Ω)		
0,009	72,52	81,07	86,64	7	79,57	87,87	93,13
0,01	72,52	81,07	86,64	8	80,47	88,71	93,88
0,02	72,52	81,07	86,64	9	81,30	89,45	94,54
0,03	72,52	81,07	86,64	10	82,04	90,12	95,11
0,04	72,52	81,07	86,64	11	82,72	90,71	95,62
0,05	72,52	81,07	86,64	12	83,34	91,24	96,07
0,06	72,52	81,07	86,65	13	83,90	91,72	96,47
0,07	72,52	81,07	86,65	14	84,42	92,15	96,84
0,08	72,52	81,07	86,65	15	84,90	92,54	97,18
0,09	72,52	81,07	86,65	16	85,34	92,89	97,50
0,1	72,52	81,07	86,65	17	85,75	93,22	97,80
0,2	72,54	81,08	86,66	18	86,13	93,53	98,10
0,3	72,55	81,10	86,68	19	86,48	93,82	98,39
0,4	72,58	81,13	86,70	20	86,81	94,09	98,67
0,5	72,61	81,16	86,73	21	87,12	94,35	98,94
0,6	72,65	81,20	86,77	22	87,41	94,60	99,21
0,7	72,70	81,24	86,82	23	87,68	94,85	99,47
0,8	72,75	81,30	86,87	24	87,94	95,09	99,72
0,9	72,81	81,36	86,93	25	88,19	95,32	99,96
1	72,88	81,42	86,99	26	88,43	95,56	100,18
2	73,81	82,33	87,88	27	88,66	95,79	100,38
3	75,01	83,51	89,02	28	88,88	96,02	100,57
4	76,26	84,72	90,19	29	89,09	96,25	100,73
5	77,46	85,88	91,28	30	89,30	96,47	100,88
6	78,56	86,93	92,26	-	-	-	-

C.5 Construction of the LLAS verification dipole antenna

The LLAS verification dipole ~~antenna~~, shown in Figure C.9, has been designed to emit simultaneously a magnetic field ~~strength, H~~ , which ~~is to~~ should be measured by ~~an~~ the LLAS, and an electric field ~~strength, E~~ , which ~~shall~~ should be rejected by ~~an~~ the LLAS.

~~The LLAS verification dipole antenna is constructed from RG-223/U coaxial cable, with a width $W = 150$ cm and a height $H = 10$ cm (cable centre to cable centre distances), as depicted in Figure C.9.~~

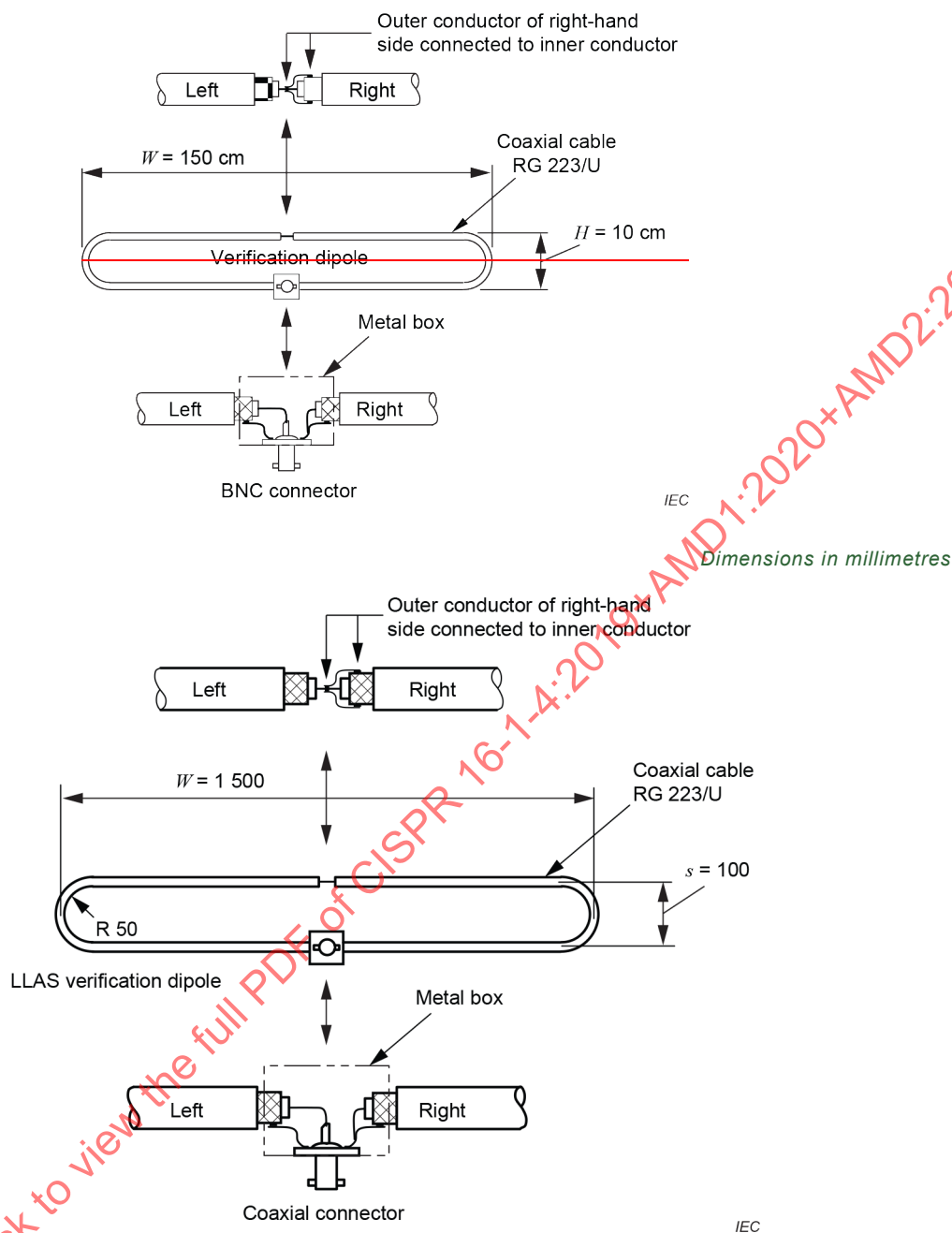
~~A slit in the outer conductor of the coaxial cable divides the LLAS verification dipole antenna into two halves. One half of this dipole, the right hand half in Figure C.9, is short-circuited near the slit as well as near the connector. Short-circuited means that the inner and outer conductors of the coaxial cable are electrically bonded together. This half of the dipole is connected to the reference ground of the BNC connector. The inner conductor of the coaxial cable, forming the left hand half of the dipole in Figure C.9, is connected to the centre pin of the BNC connector and its outer conductor to the reference ground of that BNC connector.~~

The LLAS verification dipole antenna shall be constructed in accordance with Figure C.9, using RG-223/U or similar type of coaxial cable. It shall have a width $W = 150$ cm and a spacing $s = 10$ cm (cable centre to cable centre distances), as depicted in Figure C.9. A slit in the outer conductor of the coaxial cable shall separate the dipole into two halves. One half of the dipole (the right-hand half in Figure C.9) shall be short-circuited near the connector as well as near the slit opposite from the connector. Short-circuited means that the inner and outer conductors of the coaxial cable shall be electrically bonded together. This half shall be connected to the reference-ground of the coaxial connector (BNC or similar type). The inner conductor of the coaxial cable, forming the left-hand half of the dipole in Figure C.9, shall be connected to the centre-pin of the coaxial connector, and its outer conductor connected to the reference ground of that coaxial connector.

A small metal box shall be used to screen the connections near the coaxial connector. The outer conductor of the two halves of the dipole coaxial cable and the reference ground of the coaxial connector shall be bonded to this box.

A small metal box ~~is~~ may be used to screen the connections near the BNC connector. The outer conductor of the two halves of the coaxial cable, and the reference ground of the BNC connector, are bonded to this box.

To obtain a rigid construction, the dipole is supported by a non-conductive base.



NOTE Distances indicated are cable centre to cable centre distances.

Figure C.9 – Construction of the LLAS verification dipole antenna

C.6 Conversion factors

This subclause deals with the factor that converts the current (I) induced in an LLA by the EUT into a magnetic field strength H at a specified distance from the EUT (shown in Figure C.10). It also deals with the factor that converts the current measured in an LLA with a non-standard diameter to a current which would have been measured using an LLA with the standard diameter of $D = 2 \text{ m}$ (shown in Figure C.11).

The conversion factor in Figure C.10 applies to a source of magnetic fields positioned in the centre of an LLA with its dipole moment perpendicular to the plane of that LLA. Note that for the loop antennas specified in 4.3 of this document, the loop antenna is always positioned in a vertical plane, and the EUT is rotated only around its vertical axis. In that case only the horizontal dipole moments of the EUT, i.e. the dipole moments parallel to the ground plane,

are measured. Consequently, if the EUT is predominantly a vertical dipole moment, the conversion factor cannot be used to compare results from both measurement methods. However, the factor of Figure C.10 can be used with the magnetic field measuring method when the loop antenna of 4.3 is positioned in a horizontal plane, or when in that method the EUT would be tilted to 90°, so that the relevant vertical dipole moment behaves as a horizontal dipole moment.

If the actual position of a disturbance source within an EUT is at a distance less than 0,5 m from the centre of the standard LLAS, the measurement results differ by less than 3 dB from those with that source in the centre of the LLAS.

The relation between the magnetic field strength H in dB(μA/m) measured at a distance d and the LLA current I in dB(μA) is:

$$H = I + C_{dA} \quad (C.1)$$

where C_{dA} is the current to field conversion factor in dB(m⁻¹) for a certain distance d when expressing H in dB(μA/m); see also the NOTE.

In general, the conversion factor is frequency dependent; Figure C.10 presents C_{dA} for measurement distances of 3 m and 10 m. For the measurement distance $d = 30$ m, the conversion factor is under consideration.

Curves of the ratio S_D (in decibels) of the current measured in an LLA with a diameter D (in metres) and the current that would be measured with an LLA having the standard diameter ($D = 2$ m) are given in Figure C.11, for several values of D . Using this ratio, Equation (C.1) can be written as Equation (C.2):

$$H = I - S_D + C_{dA} \quad (C.2)$$

where H is expressed in dB(μA/m), I in dB(μA), S_D in dB, and C_{dA} in dB(m⁻¹).

NOTE — For disturbance level calculations, CISPR uses the magnetic field strength H in dB(μA/m) instead of electric field strength E in dB(μV/m). In this context, the relation between H and E is given by Equation (C.3):

$$E = H + 51,5 \quad (C.3)$$

where E is expressed in dB(μV/m) and H in dB(μA/m). The constant 51,5, in dB(Ω) in Equation (C.3), is explained in the NOTE in 4.3.2.

For convenience, the conversion factor C_{dV} converting I in dB(μA) into E in dB(μV/m) is also given in Figure C.10. The following examples explain the use of the preceding equations along with Figures C.10 and C.11.

a) Given: measuring frequency $f = 100$ kHz, LLA diameter $D = 2$ m, current in LLA $I = X$ in dB(μA).

Then using Equation (C.1) and Figure C.10, it follows that:

at $d = 3$ m: $H = [X/\text{dB}(\mu\text{A}) + C_{3A}/\text{dB}(\text{m}^{-1})] \text{ dB}(\mu\text{A}/\text{m}) = (X - 19,5) \text{ dB}(\mu\text{A}/\text{m})$

at $d = 3$ m: $E = [X/\text{dB}(\mu\text{A}) + C_{3V}/\text{dB}(\Omega/\text{m})] \text{ dB}(\mu\text{V}/\text{m}) = [X + (51,5 - 19,5)] \text{ dB}(\mu\text{V}/\text{m})$

b) Given: measuring frequency $f = 100$ kHz, LLA diameter $D = 4$ m, current in LLA $I = X$ dB(μA).

Then using Figure C.11 it follows that the same EUT would induce a current:

$I = [X/\text{dB}(\mu\text{A}) - S_4/\text{dB}] \text{ dB}(\mu\text{A}) = (X + 13) \text{ dB}(\mu\text{A})$

in an LLA with the standard diameter $D = 2$ m.

c) ~~Given: validate an LLA with diameter $D = 3$ m.~~

~~Then the validation factor is found by subtracting, S_3 , (the value of the relative sensitivity as given in Figure C.11), from the validation factor as given in Figure C.8 at each frequency. Hence, if the measuring frequency is 100 kHz, the validation factor for the LLA with $D = 3$ m equals $[73,5 - (-7,5)] \text{ dB}(\Omega) = 81 \text{ dB}(\Omega)$.~~

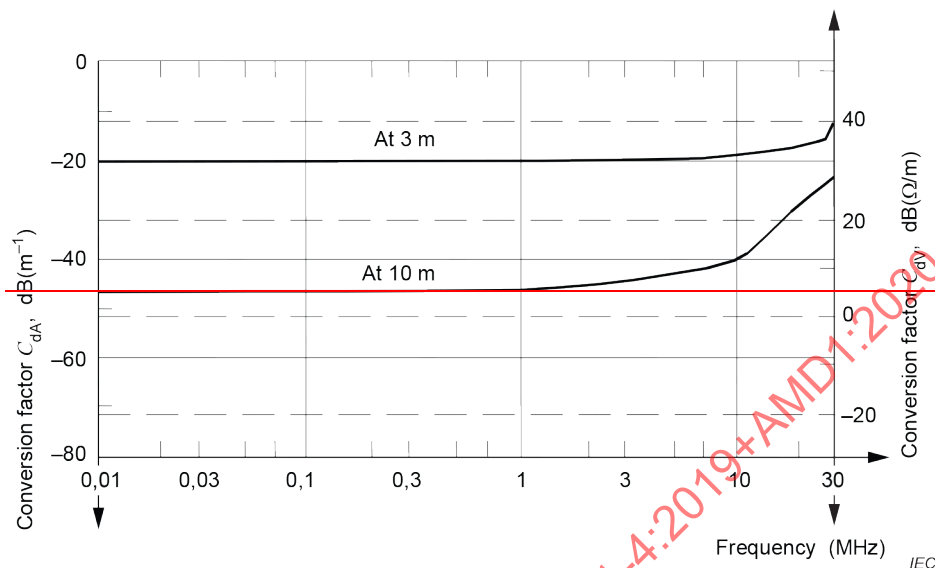


Figure C.10 — Conversion factors C_{dA} [for conversion into dB(μA/m)] and C_{dV} [for conversion into dB(μV/m)] for two standard measuring distances d

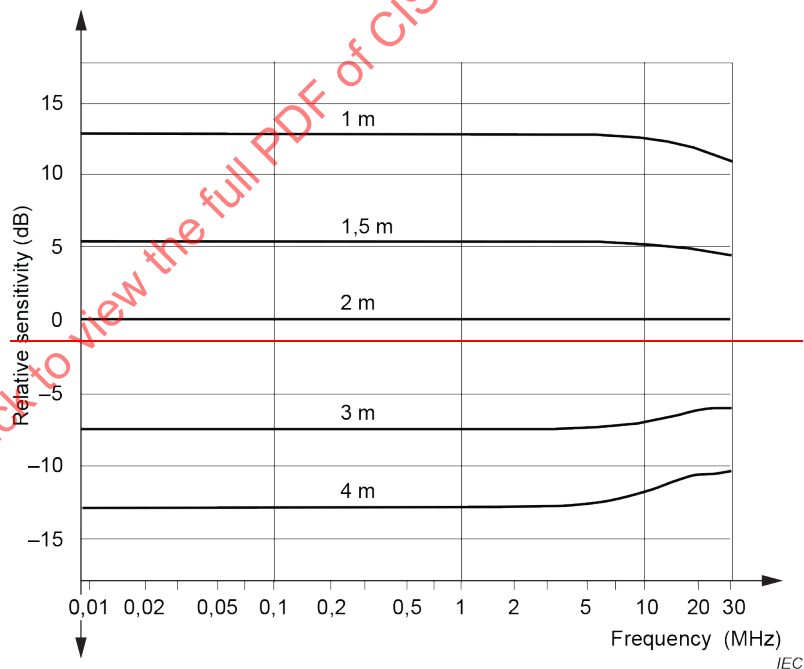


Figure C.11 — Sensitivity S_D of a large-loop antenna with diameter D relative to a large-loop antenna having a diameter of 2 m

C.6.1 General

This subclause deals with the factor that converts the current measured in an LLA with a non-standard diameter to a current that would have been measured using an LLA with the standard diameter of $D = 2$ m (see Figure C.10 and Table C.2). It also deals with the factor that converts the current (I) induced in an LLA by an EUT into a magnetic field strength H at a

specified distance from the EUT (see Figure C.11 and Table C.3). Background material and the equations for calculating these conversion factors are given in CISPR TR 16-3:2020 [23].

C.6.2 Current conversion factors for an LLAS with non-standard diameter

The difference S_D in decibels, between the current measured in an LLA with diameter D , in m, and the current that would be measured using an LLA having the standard diameter $D = 2$ m, expressed in logarithmic units (such as dB(μA)), is given in Figure C.10 (and Table C.2) for several values of D , as determined using Equation (C.1):

$$S_D = I_{Dm} - I_{2m} \quad (C.1)$$

where I_{Dm} and I_{2m} are the values of the induced currents in an LLA with diameter D and the standard 2 m diameter LLA, respectively, both expressed in logarithmic units (such as dB(μA)).

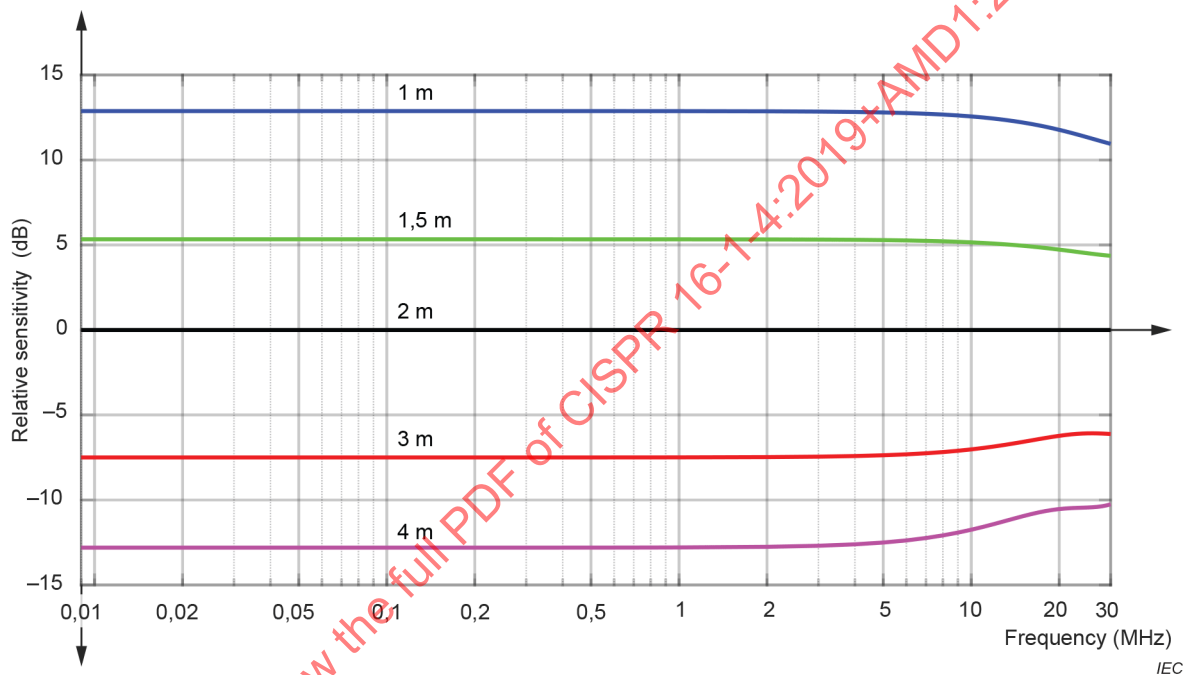


Figure C.10 – Sensitivity S_D of an LLA with diameter D relative to an LLA with 2 m diameter

Table C.2 – Sensitivity S_D of an LLA with diameter D relative to an LLA with 2 m diameter (Figure C.10)

Frequency MHz	LLAS diameter D				Frequency MHz	LLAS diameter D			
	1 m	1,5 m	3 m	4 m		1 m	1,5 m	3 m	4 m
	dB	dB	dB	dB		dB	dB	dB	dB
0,009	12,88	5,34	-7,50	-12,80	7	12,72	5,24	-7,25	-12,24
0,01	12,88	5,34	-7,50	-12,80	8	12,67	5,22	-7,18	-12,08
0,02	12,88	5,34	-7,50	-12,80	9	12,62	5,19	-7,11	-11,92
0,03	12,88	5,34	-7,50	-12,80	10	12,56	5,16	-7,02	-11,75
0,04	12,88	5,34	-7,50	-12,80	11	12,50	5,12	-6,94	-11,58
0,05	12,88	5,34	-7,50	-12,80	12	12,43	5,08	-6,85	-11,41
0,06	12,88	5,34	-7,50	-12,80	13	12,36	5,04	-6,76	-11,25
0,07	12,88	5,34	-7,50	-12,80	14	12,29	5,00	-6,67	-11,09
0,08	12,88	5,34	-7,50	-12,80	15	12,21	4,96	-6,58	-10,96
0,09	12,88	5,34	-7,50	-12,80	16	12,12	4,91	-6,50	-10,84
0,1	12,88	5,34	-7,50	-12,80	17	12,04	4,87	-6,42	-10,73
0,2	12,88	5,33	-7,50	-12,80	18	11,95	4,82	-6,35	-10,65
0,3	12,88	5,33	-7,50	-12,80	19	11,86	4,77	-6,28	-10,58
0,4	12,88	5,33	-7,50	-12,80	20	11,77	4,73	-6,23	-10,53
0,5	12,88	5,33	-7,50	-12,80	21	11,68	4,68	-6,18	-10,50
0,6	12,88	5,33	-7,50	-12,80	22	11,60	4,64	-6,14	-10,48
0,7	12,88	5,33	-7,50	-12,80	23	11,51	4,60	-6,11	-10,46
0,8	12,88	5,33	-7,49	-12,80	24	11,42	4,55	-6,09	-10,45
0,9	12,88	5,33	-7,49	-12,79	25	11,33	4,52	-6,08	-10,44
1	12,87	5,33	-7,49	-12,79	26	11,25	4,48	-6,08	-10,43
2	12,86	5,33	-7,48	-12,75	27	11,17	4,45	-6,08	-10,40
3	12,85	5,32	-7,45	-12,69	28	11,09	4,41	-6,09	-10,37
4	12,83	5,30	-7,41	-12,61	29	11,02	4,39	-6,10	-10,32
5	12,80	5,29	-7,37	-12,50	30	10,95	4,36	-6,12	-10,25
6	12,76	5,27	-7,31	-12,38	-	-	-	-	-

C.6.3 Conversion of LLAS measured current to magnetic field strength

The conversion factor in Figure C.11 and Table C.3 represent the worst-case (highest) of all three polarizations when considering a source of magnetic field positioned in the centre of an LLA with its magnetic dipole moment perpendicular to the plane of that LLA, for all three loops of an LLAS. As such, this conversion factor may be used to estimate the worst-case magnetic field strength that would be measured with the loop antenna specified in 4.3, at a specific measurement distance (3 m, 10 m, or 30 m) from the EUT periphery, with the loop antenna centre at 1,3 m above the metallic ground plane of a test site, with the EUT's lowest surface positioned at 80 cm above the ground plane, and with the EUT rotated through all azimuth angles, for all three loop antenna polarizations. This field strength estimation may be obtained by adding the conversion factor of Figure C.11 and Table C.3 to the worst-case induced current level measured from the EUT with the three loops of the LLAS, at the frequency of measurement.

NOTE 1 Often, traditional magnetic field strength test methods (e.g. from CISPR 11 [24]) apply a loop antenna as specified in 4.3 and positioned in a vertical plane only while the EUT is rotated only around its vertical axis. In that case only the horizontal dipole moments, i.e. the dipole moments parallel to the ground plane, are measured. Consequently, in case the EUT also generates vertical dipole moments, the LLAS conversion factor cannot be used to compare the results of both measurement methods. However, the LLAS conversion factor can be used for comparisons with the magnetic field strength measurement method results when the loop antenna of 4.3 is positioned in a horizontal plane, in addition to the two vertical loop plane polarizations.

If the actual position of a disturbance source within an EUT is at a distance less than 0,5 m from the centre of the standard LLAS, the measurement results differ by less than 3 dB from those with that source in the centre of the LLAS.

The relation between the magnetic field strength H in dB(μA/m) measured at a distance d and the LLA current I in dB(μA) is per Equation (C.2):

$$H = I + C_{dA} \quad (\text{C.2})$$

where C_{dA} is the current-to-field conversion factor in dB(m⁻¹) for a certain distance d when expressing H in dB(μA/m) (see also NOTE 2).

In general, the conversion factor is frequency-dependent; Figure C.11 (and Table C.3) present C_{dA} for standard measurement distances of 3 m, 10 m, and 30 m.

If the current is measured in an LLAS with a non-standard diameter D , Equation (C.2) can be written as Equation (C.3):

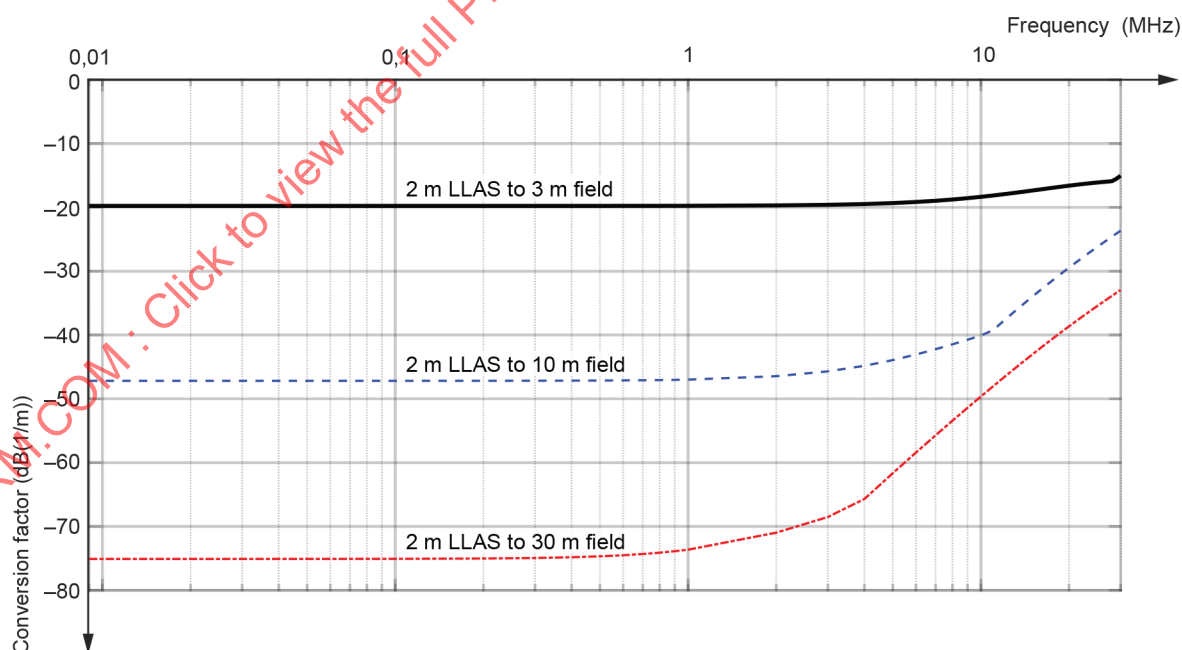
$$H = I - S_D + C_{dA} \quad (\text{C.3})$$

where H is expressed in dB(μA/m), I in dB(μA), S_D in dB, and C_{dA} in dB(m⁻¹).

NOTE 2 For disturbance level calculations, CISPR uses the magnetic field strength H in dB(μA/m) instead of electric field strength E in dB(μV/m). In this context, the relation between H and E is given by Equation (C.4):

$$E = H + 51,5 \quad (\text{C.4})$$

where E is expressed in dB(μV/m) and H in dB(μA/m). The constant 51,5, in dB(Ω) in Equation (C.4), is explained in the NOTE in 4.3.2.



IEC

**Figure C.11 – Conversion factor C_{dA} [for conversion into dB(μA/m)]
for three standard measurement distances d**

**Table C.3 – Magnetic field strength conversion factor C_{dA}
for three measurement distances (Figure C.11)**

Frequency MHz	2 m LLAS to 3 m field	2 m LLAS to 10 m field	2 m LLAS to 30 m field	Frequency (MHz)	2 m LLAS to 3 m field	2 m LLAS to 10 m field	2 m LLAS to 30 m field
	dB(1/m)	dB(1/m)	dB(1/m)		dB(1/m)	dB(1/m)	dB(1/m)
0,009	-19,77	-47,18	-75,09	7	-18,97	-42,23	-55,72
0,01	-19,77	-47,18	-75,09	8	-18,76	-41,45	-53,41
0,02	-19,77	-47,18	-75,09	9	-18,56	-40,74	-51,4
0,03	-19,77	-47,18	-75,09	10	-18,35	-40,08	-49,63
0,04	-19,77	-47,18	-75,09	11	-18,14	-39,24	-48,04
0,05	-19,77	-47,18	-75,08	12	-17,93	-37,72	-46,61
0,06	-19,77	-47,18	-75,08	13	-17,73	-36,36	-45,31
0,07	-19,77	-47,18	-75,08	14	-17,54	-35,11	-44,12
0,08	-19,77	-47,18	-75,08	15	-17,35	-33,97	-43,03
0,09	-19,77	-47,18	-75,08	16	-17,18	-32,92	-42,02
0,1	-19,77	-47,18	-75,07	17	-17,02	-31,95	-41,08
0,2	-19,77	-47,17	-75,02	18	-16,87	-31,05	-40,21
0,3	-19,77	-47,16	-74,94	19	-16,73	-30,22	-39,40
0,4	-19,77	-47,15	-74,82	20	-16,60	-29,44	-38,63
0,5	-19,76	-47,13	-74,68	21	-16,48	-28,71	-37,92
0,6	-19,76	-47,11	-74,51	22	-16,37	-28,02	-37,25
0,7	-19,76	-47,09	-74,32	23	-16,27	-27,37	-36,61
0,8	-19,76	-47,06	-74,11	24	-16,18	-26,76	-36,01
0,9	-19,75	-47,02	-73,88	25	-16,10	-26,18	-35,43
1	-19,75	-46,99	-73,64	26	-16,03	-25,62	-34,89
2	-19,69	-46,46	-70,97	27	-15,96	-25,10	-34,37
3	-19,60	-45,70	-68,62	28	-15,90	-24,59	-33,87
4	-19,48	-44,83	-66,70	29	-15,52	-24,11	-33,39
5	-19,33	-43,93	-61,65	30	-15,04	-23,64	-32,93
6	-19,15	-43,06	-58,41	-	-	-	-

C.7 Examples

The following examples explain use of Equation (C.1), Equation (C.2), Equation (C.3), Figure C.8, Figure C.10, and Figure C.11.

- a) Given: measuring frequency $f = 100$ kHz, LLA diameter $D = 2$ m, current in LLA $I = X$ dB(μA).

Then using Equation (C.1) and Figure C.10, it follows that:

$$\text{at } d = 3 \text{ m: } H = [X/\text{dB}(\mu\text{A}) + C_{3A}/\text{dB}(\text{m}^{-1})] \text{ dB}(\mu\text{A}/\text{m}) = (X - 19,5) \text{ dB}(\mu\text{A}/\text{m})$$

$$\text{at } d = 3 \text{ m: } E = [X/\text{dB}(\mu\text{A}) + C_{3V}/\text{dB}(\Omega/\text{m})] \text{ dB}(\mu\text{V}/\text{m}) = [X + (51,5 - 19,5)] \text{ dB}(\mu\text{V}/\text{m})$$

- b) Given: measuring frequency $f = 100$ kHz, LLA diameter $D = 2$ m, current in LLA $I = X$ dB(μA).

Then, using Equation (C.2) and Figure C.11 (Table C.3), it follows that:

$$\text{at } d = 3 \text{ m: } H [\text{dB}(\mu\text{A}/\text{m})] = X [\text{dB}(\mu\text{A})] + C_{3A} [\text{dB}(\text{m}^{-1})] = (X - 19,77) \text{ dB}(\mu\text{A}/\text{m})$$

- c) Given: measuring frequency $f = 100$ kHz, LLA diameter $D = 4$ m, current in LLA $I = X$ dB(μA).

Then, using Equation (C.1) and Figure C.10 (Table C.2), it follows that the same EUT would induce a current:

$$I [\text{dB}(\mu\text{A})] = X [\text{dB}(\mu\text{A})] - S_4[\text{dB}] = X - (-12,80) = (X + 12,80) \text{ dB}(\mu\text{A})$$

in an LLA with the standard diameter $D = 2$ m.

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of CISPR 16-1-4:2019+AMD1:2020+AMD2:2023 CSV

Annex D (normative)

Construction details for open area test sites in the frequency range of 30 MHz to 1 000 MHz (see Clause 6)

D.1 General

Subclause 6.2 provides major construction considerations for open-area test sites. Additional details that are helpful in assuring a well-constructed site and an all-weather enclosure are described in this annex. The best way to assure the suitability of these construction practices is to perform site validation measurements, as described in 6.4.

D.2 Ground plane construction

D.2.1 Material

Metal is the recommended ground plane material for field strength test sites. However, for practical reasons, metallic ground planes cannot be specified for measurement of all equipment. Some examples of materials used for metallic ground planes include solid metal sheets, metal foil, perforated metal, expanded metal, wire cloth, wire screen, and metal grating. The ground plane should have no voids or gaps with linear dimensions that are an appreciable fraction of a wavelength at the highest measurement frequency. The recommended maximum opening size for screen, perforated metal, grating, or expanded metal type ground planes is 1/10-wavelength at the highest frequency of measurement (about 3 cm at 1 000 MHz). Material comprised of individual sheets, rolls, or pieces should be soldered or welded at the seams, preferably continuously but in no case with gaps longer than 1/10-wavelength. Thick dielectric coatings, such as sand, asphalt, or wood on top of metal ground planes can result in unacceptable site attenuation characteristics.

D.2.2 Roughness

The Rayleigh roughness criterion provides a useful estimate of maximum allowable RMS ground plane roughness (see Figure D.1). For most practical test sites, especially for 3 m separation distance applications, up to 4,5 cm of roughness is insignificant for measurement purposes. Even more roughness is allowed for 10 m and 30 m sites. The site validation procedure in 6.4 shall be performed to determine whether the roughness is acceptable. In Table D.1, the values of b are calculated according to the formula:

$$b = \frac{\lambda}{8 \sin \beta}$$

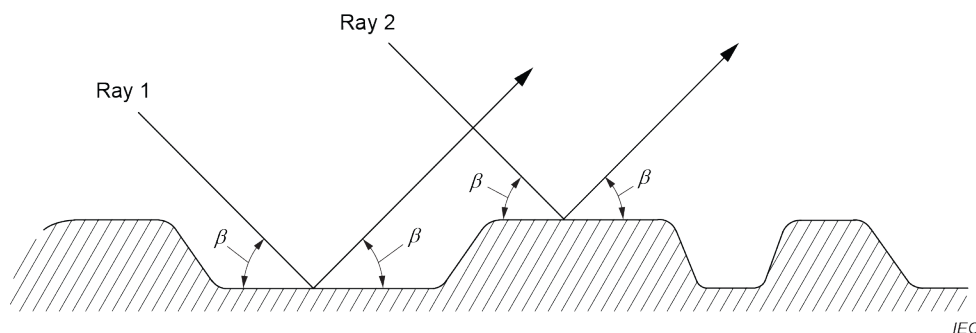


Figure D.1 – The Rayleigh criterion for roughness in the ground plane

Table D.1 – Maximum roughness for 3 m, 10 m and 30 m measurement distances

Measurement distance d m	Source height, h_1 m	Maximum receive antenna height, h_2 m	Maximum rms roughness	
			In wavelengths	At 1 000 MHz cm
3	1	4	0,15	4,5
10	1	4	0,28	8,4
30	2	6	0,49	14,7

D.3 Services to EUT

Electrical service or mains wiring to the EUT should be run under the ground plane to the maximum extent possible, and preferably at right angles to the measurement axis. All wires, cables, and plumbing to the turntable or mounting of the EUT should also be run under the ground plane. When underground routing is not possible, service to the EUT should be placed on top of, but flush with, and bonded to the ground plane.

D.4 Weather-protection enclosure construction

D.4.1 Materials and fasteners

Up to 1 000 MHz, thin sections of fibreglass, and most other plastics, specially treated woods, and fabric material will not cause appreciable attenuation of EUT disturbance levels. Moisture absorption in some materials (e.g. wood and nylon), however, can cause transmission losses that are particularly critical if EUT disturbance levels are measured through such material. Care should be taken to ensure that air-deposited conductive particles and standing water and ice do not build up on the structure, or within the material forming the structure. Inspections should be made periodically for foreign objects that might lodge on the structure, causing measurement errors.

Use of metal above the ground plane should be kept to a minimum. Use of plastic or fabric fasteners is highly recommended. Any anchors, pilings, or similar foundations should be far enough removed from the test area so as not to affect the measurement.

D.4.2 Internal arrangements

All structural members should be non-reflective. Any blowers or ducts for heating, cooling, or air support should be outside the test area or outside the structure, unless they are made of non-conductive material or run below a metallic ground plane or well below a non-metallic ground plane. Temperature and humidity control may be required for the operation of the equipment. Any insulation or windows should be free of metal backing or framing. Any safety rails or stairs should also be non-conductive if located above the ground plane.

D.4.3 Size

The size of a weather-protection enclosure will depend upon the size of the EUT, and whether or not the entire antenna range is to be enclosed or only the area over the EUT, the area over the measuring set, or the area enclosing the receive antenna positioner and the highest extent of the receive antenna when making vertical polarization measurements.

D.4.4 Uniformity with time and weather

It is recommended that periodic site validation measurements be made in order to detect anomalies caused by degradation of the weather-protection enclosure due to weather conditions (e.g. moisture absorption) or contamination of enclosure materials. This measurement also checks the calibration of RF cabling and test instrumentation. A six-month interval is generally adequate, unless physical signs indicate material degradation sooner, i.e. material changes colour due to air-borne contaminants.

D.5 Turntable and set-up table

A turntable and a set-up table for supporting the EUT are recommended, for convenience in measuring electromagnetic disturbance levels from all sides of the EUT. The turntable contains the rotation assembly, and the set-up table is used for positioning the EUT on the test site. The following three set-up table and turntable configurations are considered in this subclause.

- a) For turntables with rotation assembly below the ground, the rotating surface (top) shall be flush with and electrically-connected to the ground plane. The rotating top carries the actual set-up table.
 - For table-top equipment, the height of the set-up table shall be $0,8 \text{ m} \pm 0,01 \text{ m}$, and the set-up table is placed such that its centre in the horizontal plane is at the centre of the turntable which is the unit performing the rotation. The set-up table shall be removed for the site validation measurement.
 - For floor-standing equipment, the EUT is to be insulated from the conductive surface of the turntable (which is flush with the ground plane). The height of the insulating support shall be up to 0,15 m, or as required by the product committee. The insulating support is not required when non-metallic roller casters are provided by the product. The insulating support shall be removed for the site validation measurement.
- b) For turntables with the rotation assembly integrated into the set-up table and placed on the turntable (which is flush with the ground plane) or on the ground plane without turntable, the set-up table shall have either a height of $0,8 \text{ m} \pm 0,01 \text{ m}$ for table-top equipment, or a height not exceeding 0,15 m for floor-standing equipment. The set-up table shall be removed for the site validation measurement.
- c) In a FAR, the height of the EUT set-up table is not defined, and depends on the performance of the absorbing material and test volume of the FAR. The set-up table shall be removed for the site validation measurements.

An EUT/system that includes a support set-up table as part of the configuration under test should use the set-up table supplied with the system, not the generic set-up table at the test site.

D.6 Receive antenna mast installation

The receive antenna should be mounted on a non-conducting support that will allow the antenna to be raised between 1 m and 4 m for measurement distances of 10 m and less, and between 1 m and 4 m, or between 2 m and 6 m, for distances greater than 10 m. The cable shall be connected to the antenna balun such that for horizontally polarized antennas, the cable is orthogonal to the axis of the antenna elements at all antenna heights, to maintain balance relative to ground.

The cabling from the receive antenna balun should drop vertically to the ground plane approximately 1 m or more to the rear of the receive antenna. From that point, the cable should be kept on or under the ground plane in a manner so as not to disturb the measurement. The cable between the antenna and the measuring receiver should be as short as practical to ensure acceptable received signal levels at 1 000 MHz.

For vertically polarized dipole-type antennas, the cabling to the measuring receiver should be maintained horizontal, i.e. parallel to the ground plane, for a distance of approximately 1 m or more to the rear of the receive antenna (away from the EUT) before dropping to the ground plane. An antenna boom approximately 1 m in length will suffice. The remaining cable routing to the measuring receiver is the same as for the horizontally-polarized case.

For both cases, the antenna factor should not be affected by the presence of the antenna positioners and disposition of the coaxial cabling attached to the antenna.

Annex E
(xxx)

(Void)

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of CISPR 16-1-4:2019+AMD1:2020+AMD2:2023 CSV

Annex F (informative)

Basis for ± 4 dB site acceptability criterion (see Clause 6)

F.1 General

This annex describes the basis for the acceptability criterion of ± 4 dB for the normalized site attenuation (NSA) and the reference site method (RSM) measurements required in 6.4.

F.2 Error analysis

The error analysis in Table F.1 applies to the NSA measurement methods given in 6.4. The total estimated errors are the basis for the ± 4 dB site acceptability criterion, consisting of approximately 3 dB measurement uncertainty, and an additional allowable 1 dB for site imperfections.

The error budget in Table F.1 does not include uncertainties in the amplitude stability of the signal generator, tracking generator, or any amplifiers that may be used, nor does it include the potential errors in measurement technique. The output level of most signal and tracking generators will drift with time and temperature, and the gain of many amplifiers will drift as temperature changes. It is imperative that these sources of error be held to an insignificant amount or corrected in making the measurements, otherwise the site may fail to meet the acceptability criterion due to instrumentation problems alone.

Table F.1 – Error budget

Error component	Measurement method	
	Discrete frequency method	Swept frequency method
	dB	dB
Antenna factor (Tx) ^a	± 1	± 1
Antenna factor (Rx) ^a	± 1	± 1
Voltmeter	0	$\pm 1,6^b$
Attenuator	± 1	0
Site imperfections	± 1	± 1
Totals	± 4	$\pm 4,6$
^a At frequencies above 800 MHz, F_a errors may approach $\pm 1,5$ dB.		
^b From the operating instructions.		

From the operating instructions for some automatic spectrum analyzers, for example, if everything is done to remove or compensate every potential error as much as possible, the remaining amplitude errors are:

- 1) $\pm 0,2$ dB calibrator uncertainty,
- 2) $\pm 1,0$ dB frequency response flatness,
- 3) $\pm 1,0$ dB input attenuator switching,
- 4) $\pm 0,4$ dB RF and IF gain uncertainty.

This gives a total potential error of $\pm 2,6$ dB, which does not include $\pm 0,05$ dB/K temperature drift. In practice, when performing substitution type measurements, the errors associated with the frequency response flatness and input attenuator switching are usually 1 dB less, so that the total error band for the spectrum analyzer as a two-terminal voltmeter is $\pm 1,6$ dB or less, which is used in Table F.1.

Many attenuators have far poorer absolute accuracy, but some are better. The total error budget could thus be increased or decreased in the discrete measurements. If an external attenuator is used with an automatic spectrum analyzer in swept frequency measurements, this error budget is also increased.

These error budgets do not contain errors from time- and temperature-induced drifts of the gains, output levels, or amplitude responses of the test equipment. Such errors can exist, and steps shall be taken to avoid them by making the measurements as rapidly as possible.

In practice, the errors accounted for above in the preceding discussion seldom are all in the same direction. Meeting the ± 4 dB criterion for a well-constructed and well-located site may actually allow more than ± 1 dB site anomaly variation from ideal.

Annex G

(informative)

Examples of uncertainty budgets for site validation of a COMTS using RSM with a calibrated antenna pair (see 6.6)

G.1 Quantities to be considered for antenna pair reference site attenuation calibration using the averaging technique

The measurand A_{APR} is calculated using Equation (G.1), and an example uncertainty budget is shown in Table G.1.

$$A_{\text{APR}} = V_{\text{DIRECT}} - V_{\text{SITE}} + \delta V_{\text{M1}} + \delta V_{\text{M2}} + \delta V_{\text{M3}} + \delta V_{\text{SDAPR}} + \delta V_{\text{NL}} + \delta V_{\text{NF}} \\ + \delta V_{\text{SRTX}} + \delta V_{\text{SRRX}} + \delta V_{\text{AM}} \quad (\text{G.1})$$

**Table G.1 – Antenna pair reference site attenuation calibration
using the large-OATS averaging technique**

Input quantity X_i	Uncertainty of x_i		$u(x_i)$	c_i	$c_i u(x_i)$
	dB	Probability distribution function	dB		dB
Receiver reading V_{DIRECT}	$\pm 0,5$	Rectangular	0,29	1	0,29
Receiver reading V_{SITE}	$\pm 0,5$	Rectangular	0,29	1	0,29
Mismatch:					
generator-receiver δV_{M1}	$\pm 0,1$	U-shaped	0,07	1	0,07
generator-antenna δV_{M2}	$\pm 0,2$	U-shaped	0,14	1	0,14
antenna-receiver δV_{M2}	$\pm 0,2$	U-shaped	0,14	1	0,14
Standard deviation of mean A_{APR} δV_{SDAPR}	$\pm 0,6$	Normal ($k = 1$)	0,6	1	0,6
Receiver corrections:					
Nonlinearity δV_{NL}	$\pm 0,1$	Normal ($k = 2$)	0,05	1	0,05
Noise floor proximity δV_{NF}	$\pm 0,0$	Normal ($k = 2$)	0	1	0
Secondary radiation of antenna cable:					
Transmit antenna δV_{SRTX}	$\pm 0,3$	Rectangular	0,17	1	0,17
Receive antenna δV_{SRRX}	$\pm 0,3$	Rectangular	0,17	1	0,17
Antenna Mast δV_{AM}	$\pm 0,15$	Rectangular	0,09	1	0,09

The expanded uncertainty is: $U = 2 u_c(A_{\text{APR}}) = 1,37$ dB.

G.2 Quantities to be considered for antenna pair reference site attenuation calibration using a REFTS

The measurand A_{APR} is calculated using Equation (G.2), and an example uncertainty budget is shown in Table G.2.

$$A_{\text{APR}} = V_{\text{DIRECT}} - V_{\text{SITE}} + \delta V_{\text{M1}} + \delta V_{\text{M2}} + \delta V_{\text{M3}} + \delta V_{\text{REFTS}} + \delta V_{\text{NL}} + \delta V_{\text{NF}} + \delta V_{\text{SRTX}} + \delta V_{\text{SRRX}} + \delta V_{\text{AM}} \quad (\text{G.2})$$

Table G.2 – Antenna pair reference site attenuation calibration using REFTS

Input quantity X_i	Uncertainty of x_i		$u(x_i)$	c_i	$c_i u(x_i)$
	dB	Probability distribution function	dB		dB
Receiver reading V_{DIRECT}	$\pm 0,5$	Rectangular	0,29	1	0,29
Receiver reading V_{SITE}	$\pm 0,5$	Rectangular	0,29	1	0,29
Mismatch:					
generator-receiver δV_{M1}	$\pm 0,1$	U-shaped	0,07	1	0,07
generator-antenna δV_{M2}	$\pm 0,2$	U-shaped	0,14	1	0,14
antenna-receiver δV_{M2}	$\pm 0,2$	U-shaped	0,14	1	0,14
REFTS influence δV_{REFTS}	$\pm 1,0$	Rectangular	0,58	1	0,58
Receiver corrections:					
Nonlinearity δV_{NL}	$\pm 0,1$	Normal ($k = 2$)	0,05	1	0,05
Noise floor proximity δV_{NF}	$\pm 0,0$	Normal ($k = 2$)	0	1	0
Secondary radiation of antenna cable:					
Transmit antenna δV_{SRTX}	$\pm 0,3$	Rectangular	0,17	1	0,17
Receive antenna δV_{SRRX}	$\pm 0,3$	Rectangular	0,17	1	0,17
Antenna Mast δV_{AM}	$\pm 0,15$	Rectangular	0,09	1	0,09

The expanded uncertainty is: $U = 2 u_c(A_{\text{APR}}) = 1,34$ dB.

G.3 Quantities to be considered for COMTS validation using an antenna pair reference site attenuation

The measurand ΔA_s is calculated using Equation (G.3), and an example uncertainty budget is shown in Table G.3.

$$\Delta A_s = V_{\text{DIRECT}} - V_{\text{SITE}} - A_{\text{APR}} + \delta V_{\text{M1}} + \delta V_{\text{M2}} + \delta V_{\text{M3}} + \delta V_{\text{NL}} + \delta V_{\text{NF}} + \delta V_{\text{SRTX}} + \delta V_{\text{SRRX}} \quad (\text{G.3})$$

Table G.3 – COMTS validation using an antenna pair reference site attenuation

Input quantity X_i	Uncertainty of x_i		$u(x_i)$	c_i	$c_i u(x_i)$
	dB	Probability distribution function	dB		dB
Receiver reading V_{DIRECT}	$\pm 0,5$	Rectangular	0,29	1	0,29
Receiver reading V_{SITE}	$\pm 0,5$	Rectangular	0,29	1	0,29
Antenna pair reference SA A_{APR}	$\pm 1,4$	Normal ($k = 2$)	0,7	1	0,7
Mismatch:					
generator-receiver δV_{M1}	$\pm 0,1$	U-shaped	0,07	1	0,07
generator-antenna δV_{M2}	$\pm 0,2$	U-shaped	0,14	1	0,14
antenna-receiver δV_{M2}	$\pm 0,2$	U-shaped	0,14	1	0,14
Receiver corrections:					
Nonlinearity δV_{NL}	$\pm 0,1$	Normal ($k = 2$)	0,05	1	0,05
Noise floor proximity δV_{NF}	$\pm 0,0$	Normal ($k = 2$)	0	1	0
Secondary radiation of antenna cable:					
Transmit antenna δV_{SRTX}	$\pm 0,3$	Rectangular	0,17	1	0,17
Receive antenna δV_{SRRX}	$\pm 0,3$	Rectangular	0,17	1	0,17

The expanded uncertainty is: $U = 2 u_c(\Delta A_s) = 1,54$ dB.

Annex H (informative)

Definition of uncertainty in cross-polar response measurement

H.1 General

Subclause 4.5.5 of this document describes the method of cross-polar response (XPR) measurement for antennas with LPDA type design. This annex defines and discusses the sources of uncertainty involved in the measurement and provides example uncertainty estimates.

The uncertainty estimates in this annex are based on an LPDA (or hybrid) antenna that is placed in a FAR, with elements oriented along the vertical axis (i.e. in VP), for frequencies above 100 MHz. It is anticipated that a FAR would be most suitable for this measurement; however, the uncertainty analysis may be adapted for other facilities such as OATS or SAC. The uncertainty estimate applies when using either a dipole antenna (below 1 GHz), or linearly-polarized horn antenna (above 1 GHz) as the receive antenna (Rx antenna, denoted by 'R'). For best results, the frequency should be swept from 30 % to 150 % of the dipole's tuned frequency. The analysis uses linear ratio terms because the final uncertainty will always be asymmetric for low cross-polar signals.

The AUT (transmit antenna, denoted by 'T') generates a primary (vertically polarized) field (E_x), and a secondary cross-polar (horizontally polarized) field (E_y). Here E_{ISO} is the field strength, which would be generated by a perfect linearly-polarized source with unity gain of an isotropic radiator, in accordance with Equation (H.1) and Equation (H.2).

$$E_x = \sqrt{G_T} \times \sqrt{\frac{\eta_0 P_T}{4\pi d^2}} = \sqrt{G_T} \times E_{ISO} \quad (H.1)$$

$$E_y = \frac{\sqrt{G_T}}{A_{xpT}} \times E_{ISO} \quad (H.2)$$

where

G_T is the transmit antenna (AUT) gain;

η_0 is the impedance of free space;

P_T is the transmit power;

d is the distance between the antennas.

NOTE 1 The XPR measurement in 4.5.5 arbitrarily describes the AUT as Rx antenna in VP. For passive antennas, the use of the AUT as Tx antenna does not change the principles of uncertainty analysis. The terms co-polar and cross-polar in this annex consequently refer to VP and HP respectively. The AUT could also be used in HP, which then would mean that co-polar and cross-polar would refer to HP and VP. Here VP relates to the chamber (e.g. FAR) x-axis and HP relates to the chamber y-axis.

Ideally E_x and E_y are only determined by the properties of the AUT. However, there are sources of uncertainty caused by imperfections of the receive antenna and the test site (e.g. FAR). The XPR (A_{xp}) of each antenna is defined by the associated field-strength ratio (see Equation (H.3) for the AUT, transmit antenna):

$$A_{xpT} = \frac{E_x}{E_y} \quad (H.3)$$

$$\Phi_{aCx} = A_{xpR} \times \Phi_{aCo} \quad (H.4)$$

where Φ_{aCo} and Φ_{aCx} of Equation (H.4) are linear AFs ($F_{aCo} = 20\lg\Phi_{aCo}$ and $F_{aCx} = 20\lg\Phi_{aCx}$ are AFs in dB) of the non-ideal receive antenna (A_{xpR} relates to the calibrated receive AF and is also a linear ratio).

NOTE 2 Assuming that only one field strength component E_x exists, then the co-polarized receive antenna output voltage consists of two components $V_{Co} = E_x / \Phi_{aCo}$ and $V_{Cx} = E_x / \Phi_{aCx}$.

An error matrix for the anechoic chamber is defined to show how the true electric field strengths relate to the ideal AUT field strength. The matrix terms are described as errors, which in principle are deterministic values related to standing waves and cross-polar scattering in the chamber at each frequency. In this analysis they are processed as broadband statistical uncertainty contributions, because measurements of these matrix terms have uncertainties, and they are both frequency-dependent and location-dependent within the chamber.

$$\begin{bmatrix} E_x \\ E_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 + \delta_{xx} & \delta_{xy} \\ \delta_{yx} & 1 + \delta_{yy} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ 1/A_{xpT} \end{bmatrix} \times \sqrt{G_T} \times E_{ISO} \quad (H.5)$$

The chamber error terms describe reflections, which add uncertainty either in the same polarization as the original AUT field strengths (i.e. δ_{xx} and δ_{yy}), or in the other polarization (i.e. δ_{xy} and δ_{yx}). This analysis considers field components such that even a pure linearly-polarized electric field source will generate a small component along the cross-polar axis.

The chamber error terms are:

- δ_{xx} for VP wall reflections resulting from the true co-polar field strength, contributing to E_x ;
- δ_{xy} for VP wall reflections resulting from the true cross-polar field strength, contributing to E_x ;
- δ_{yy} for HP wall reflections resulting from the true cross-polar field strength, contributing to E_y ;
- δ_{yx} for HP wall reflections resulting from the true co-polar field strength, contributing to E_y .

Equation (H.6) and Equation (H.7) define the true field strength produced at the position of the Rx antenna. This field strength is measured in two polarizations by rotating the Rx antenna. From the electric field-strength expression of Equation (H.5) the AUT field strength is derived:

$$E_x \approx \sqrt{G_T} \times E_{ISO} (1 + \delta_{xx}) \quad (H.6)$$

$$E_y = \sqrt{G_T} \times E_{ISO} \left(\delta_{yx} + \frac{1 + \delta_{yy}}{A_{xpT}} \right) \quad (H.7)$$

In Equation (H.6) the second-order term ($\delta_{xy} \times \sqrt{G_T} \times E_{ISO} / A_{xpT}$) is dropped because it is negligibly small. The voltage V_{Co} is the receive antenna output voltage when it is co-polarized. Similarly, the voltage V_{Cx} is the receive antenna output voltage, when it is rotated from co-polar to cross-polar (VP to HP). It is clear from Equation (H.6) and Equation (H.7) that the measured XPR will depend on the magnitude of the cross-polar terms, per Equation (H.8).

$$\begin{bmatrix} V_{Co} \\ V_{Cx} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/\phi_{aCo} & 1/\phi_{aCx} \\ 1/\phi_{aCx} & 1/\phi_{aCo} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_x \\ E_y \end{bmatrix} = \frac{1}{\phi_{aCo}} \begin{bmatrix} 1 & 1/A_{xpR} \\ 1/A_{xpR} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_x \\ E_y \end{bmatrix} \quad (H.8)$$

The received voltage is derived assuming the chamber error terms are uncorrelated, and second order terms are removed if the typical value of the divisor is large [i.e. A_{xpR} will be > 20 (dimensionless)], per Equation (H.9) and Equation (H.10):

$$V_{Co} \approx \frac{E_x}{\phi_{aCo}} = \frac{\sqrt{G_T} \times E_{ISO}}{\phi_{aCo}} (1 + \delta_{xx}) \quad (H.9)$$

$$V_{Cx} = \frac{\sqrt{G_T} \times E_{ISO}}{A_{xpT} \times \phi_{aCo}} \times \left(1 \pm \delta_{yy} \pm \left[A_{xpT} \times \delta_{yx} \right] + \left[\frac{A_{xpT}}{A_{xpR}} \right] \times (1 \pm \delta_{xx}) \right) \quad (H.10)$$

The chamber delta terms (δ_{xx} etc.) will appear as frequency dependent oscillations about 0 dB. Over a broad range they may be considered as random contributions with symmetric PDF for this analysis. The term A_{xpT}/A_{xpR} , relates to the increase in measured V_{Cx} due to the polarization mismatch between the transmit antenna and the receive antenna. This term has an asymmetric PDF, however for the purposes of limit testing the relevant side of the PDF is finite and the worst case increase in V_{Cx} is used, which is indicated by the sign. This reduces the measured ratio A_{xpT} , and for simplicity this is represented as a systematic term in the uncertainty budget.

The XPR including its uncertainty is then calculated using the voltages from Equation (H.9) and Equation (H.10), per Equation (H.11) and Equation (H.12):

$$A_{xpT \text{ meas}} = \frac{V_{Co}}{V_{Cx}} \quad (H.11)$$

$$a_{xpT \text{ meas}} = 20 \lg \left(\frac{V_{Co}}{V_{Cx}} \right) \text{ in dB} \quad (H.12)$$

Rationale H5) in H.3 contains remarks about the terms in Equation (H.9) and Equation (H.10), and the chamber error matrix.

H.2 Example uncertainty estimate

The example shown in Table H.1 pertains to measuring a true XPR of 22 dB (12,6 linear ratio), with a dipole antenna that would have an XPR similar to a double-ridged horn (DRH) antenna. Because measurement of XPR depends on chamber performance, it is crucial to average several measurements in different locations, especially in a chamber with poor performance. Three measurements are assumed in this example, and hence for a Type A contribution the uncertainty of the mean value is obtained by the standard deviation divided by $\sqrt{3}$.

The chamber reflection terms are associated with the error terms in Equation (H.9) and Equation (H.10). The assumed values for chamber and receive antenna uncertainty are given in Table H.1, with an extra factor of 0,5 given to the cross-polar term (0,5 is an estimate subject to reduction upon further investigation). The uncertainty arising from the chamber errors may be estimated from chamber evaluation measurements.

**Table H.1 – Example uncertainty estimate for XPR measurement
in a FAR and assumed $a_{\text{xprT}} = 22$ dB, $a_{\text{xprR}} = 34$ dB**

Input quantity ^a X_i	Uncertainty in X_i			$u(x_i)$	Sensitivity c_i	$c_i u(x_i)$
	dB	linear	PDF	linear	Average of 3 measurements	for A_{xprT}
VNA reading, co-polar ^{H1)}	0,08	0,009 3	normal, $k = 1$	0,009 3	0,577	0,005 3
VNA reading, non-linearity cross-polar ^{H1)}	0,08	0,009 3	normal, $k = 1$	0,009 3	0,577	0,005 3
Antenna misalignment (2°) ^{H2)}		0,035 0	rectangular	0,020 2	0,577	0,011 7
Distance uncertainty (1 cm) ^{H3)}		0,005 0	rectangular	0,002 9	0,577	0,001 7
AUT depolarization due to environment ^{H4)}	0,1	0,011 6	rectangular	0,006 7	1	0,006 7
Rx ant. depolarization due to environment ^{H4)}	0,1	0,011 6	rectangular	0,006 7	1	0,006 7
Chamber reflection, $\delta_{\text{xx}} = 0,056$ ^{H5)}		0,056 0	triangular	0,022 9	0,577	0,013 2
$A_{\text{xprT}}/A_{\text{xprR}}$ ^{H5)}		0,251 5	rectangular	0,145 2	1	0,145 2
δ_{yy}		0,056 0	triangular	0,022 9	0,577	0,013 2
$(A_{\text{xprT}}/A_{\text{xprR}}) \times \delta_{\text{xx}}$		0,014 1	triangular	0,005 7	0,577	0,003 3
$A_{\text{xprT}} \times \delta_{\text{yx}}$ (with factor 0,5)		0,352 8	triangular	0,144 0	0,577	0,083 2
Combined standard uncertainty u_c					$k = 1$	0,169 2
Expanded uncertainty ku_c ^{H6)}					$k = 1,64$	0,277 6
Expanded uncertainty in dB			$20 \lg(1/[1+ku_c])$		$k = 1,64$	-2,13

^a Footnote references, e.g. ^{H1)}, refer to rationale details listed in H.3.

H.3 Rationale for the estimates of input quantities in Table H.1 and Table H.3

- H1) The reading uncertainty of a VNA has been assumed to be 0,08 dB, based on Type A repeatability testing. This value also contains the uncertainty due to the VNA nonlinearity, which affects the difference between the two readings.
- H2) If θ is the angle of misalignment, then $\delta E \propto \sin \theta \approx \theta \times (\pi/180)$, where θ is measured in degrees.
- H3) $\delta E \propto \delta d/d$ evaluated for $\delta d = 1$ cm uncertainty over $d = 200$ cm range, when the AUT is rotated.
- H4) The closeness of the chamber walls can influence the polarization purity of the AUT and Rx antenna. ‘Depolarization’ means (partial) change of polarization, e.g. by reflection effects or similar.
- H5) The delta terms in the chamber error matrix can be equal in worst-case conditions, which implies the distribution of electric field strength uncertainty is equal in both polarizations, even if the source is linearly polarized. This is unlikely to be true for a higher performance chamber with good absorbers, so the δ_{yx} and δ_{xy} terms can be reduced (a value of half is assumed). In the uncertainty estimate, a PDF factor of $\sqrt{6}$ (triangular) is assumed for chamber uncertainties based on an initial estimate that chamber reflections are more likely to be around zero (see the text following Equation (H.9) and Equation (H.10) in H.1).

The error terms in Equation (H.9) and Equation (H.10) show how the real electric field strengths couple into the measured XPR. It is worth understanding what the dominant terms in Table H.1 and Table H.3 relate to. The term $A_{\text{xprT}}/A_{\text{xprR}}$ relates to the fundamental limit of the measurement, i.e. the XPR of the receive antenna, as a ratio of the XPR level being measured, and this is not improved by averaging several measurements because it is a systematic uncertainty. The term $A_{\text{xprT}} \times \delta_{\text{yx}}$ relates to the cross-polar error of the chamber, which will make a co-polar field appear as cross-polar.

In a good chamber, it is assumed that this is half the co-polar error, and it is likely that this will be even less for directive antennas.

So far, all chamber performance data in this uncertainty estimate are based on assumptions. No specific test method or site validation method has yet been developed. The direct errors δ_{xx} and δ_{yy} may be derived from NSA or S_{VSWR} measurement results. The cross-polar terms δ_{yx} and δ_{xy} may then be estimated. After further experience is gained, this annex might be revised. Note the importance of using at least three averages taken at different locations in the FAR, which reduces the Type A terms and allows the chamber reflections to be considered more as random components, applied to each data point, rather than systematic with precise locations. A single measurement is applied at an OATS. Generally, an OATS is considered better than a FAR with good absorber material, and a large FAR is considered better than a small FAR.

- H6) Because the requirement in 4.5.5 is $A_{xp} > 20$ dB, it is possible to show that this is fulfilled with a level of confidence of 95 % if the condition $A_{xpT\text{ meas}}/(1 + 1,64u_c) > 10$ (or 20 dB) applies. The coverage factor of $k = 1,64$ (rather than $k = 2$) applies for a one-sided probability distribution (the value $k = 2$ is a widely accepted approximation for the exact two-sided value $k = 1,96$).

NOTE The measured ratio in Equation (H.11) shows that the outcome is more sensitive to uncertainty in the denominator, which will be a smaller voltage. When V_{Cx} is reduced by measurement uncertainty, the final ratio is then very large, but this is not important. For limit testing against a minimum A_{xpT} requirement, the largest positive uncertainty in V_{Cx} is taken such that the final ratio is reduced. Thus, as a reasonable approximation the worst-case uncertainty scales $(1/[1+k u_c])$, and this value will change with different $A_{xpT\text{ meas}}$. An $A_{xpT\text{ meas}}$ of 12,6 was assumed in Table H.1, giving $A_{xpT95\%} = 12,6/(1+0,277\ 6) = 9,86$, which is equivalent to (22 dB – 2,13 dB).

The analysis demonstrates that the largest influence factor is the relationship A_{xpT}/A_{xpR} , and that a good chamber is preferred for accurate XPR measurement. Table H.2 gives an example of how the uncertainty changes with AUT XPR value, for fixed receive antenna properties. Using the values in the worked example, the interpretation is that a measured XPR of 22 dB indicates a 95 % probability that the true value is greater than 19,87.

For a better receive antenna ($a_{xpr} = 40$ dB) and an improved chamber ($\delta_{xx} = \delta_{yy} = 0,028$ and $\delta_{yx} = 0,014$), the effective limit value is improved. The improved uncertainty will be $20\lg(1/[1+1,64u_c]) = -1,16$ dB, and thus a measured XPR of 22 dB indicates a 95 % probability that the true value is greater than 20,84 dB.

Table H.2 – Uncertainties depending on other values of A_{xpT}
(other assumptions as in Table H.1)

a_{xpT} /dB	A_{xpT}	$20\lg(1/[1+1,64u_c])$ /dB
10	3,2	-0,68
13	4,5	-0,88
16	6,3	-1,16
18	7,9	-1,42
20	10,0	-1,74
22	12,6	-2,13
24	15,8	-2,59

H.4 Measurement of XPR below 100 MHz at an OATS

Where anechoic chambers do not perform well below 100 MHz, XPR may be measured at an OATS with the antennas at a large height above the ground plane. In this case it is assumed that the δ_{yx} and δ_{xy} error terms are negligible. Table H.3 shows this for a measurement at 6 m height and 3 m distance as an example.

**Table H.3 – Example uncertainty estimate for XPR measurement
at an OATS and assumed $a_{xpT} = 22$ dB, $a_{xpR} = 34$ dB**

Input quantity ^a X_i	Uncertainty in X_i			$u(x_i)$	Sensitivity c_i	$c_i u(x_i)$
	dB	δ linear	PDF	linear	1 measurement	for A_{xpT}
VNA reading, co-polar ^{H1)}	0,08	0,009 3	normal, $k = 1$	0,009 3	1	0,009 3
VNA reading, non-linearity cross-polar ^{H1)}	0,08	0,009 3	normal, $k = 1$	0,009 3	1	0,009 3
Antenna misalignment (2°) ^{H2)}		0,035 0	rectangular	0,020 2	1	0,020 2
Distance uncertainty (2 cm over 3 m range) ^{H3)}		0,007 0	rectangular	0,004 0	1	0,004 0
AUT depolarization due to environment ^{H4)}	0,1	0,011 6	rectangular	0,006 7	1	0,006 7
Rx ant. depolarization due to environment ^{H4)}	0,1	0,011 6	rectangular	0,006 7	1	0,006 7
Antenna mast reflection, $\delta_{xx} = 0,034$ ^{H5)}		0,034 0	triangular	0,013 9	1	0,013 9
A_{xpT}/A_{xpR} ^{H5)}		0,251 5	rectangular	0,145 2	1	0,145 2
A_{yy}		0,034 0	triangular	0,013 9	1	0,013 9
$(A_{xpT}/A_{xpR}) \times \delta_{xx}$		0,008 6	triangular	0,003 5	1	0,003 5
Combined standard uncertainty u_c					$k = 1$	0,148 9
Expanded uncertainty ku_c ^{H6)}					$k = 1,64$	0,244 2
Expanded uncertainty in dB			$20\lg(1/[1+ku_c])$		$k = 1,64$	-1,90

^a Footnote references, e.g. ^{H1)}, refer to rationale details listed in H.3.

Annex I (informative)

Measurement uncertainties of COMTS validation results in the frequency range 9 kHz to 30 MHz

I.1 Quantities to be considered for COMTS validation using the NSIL method

The measurand ΔA_i is calculated as per Equation (I.1), with the symbols described in Table I.1:

$$\Delta A_i = V_{\text{DIRECT}} - V_{\text{SITE}} - (F_{\text{aH,T}} + F_{\text{aH,R}}) - A_{\text{Ni}} + \delta V_{\text{ISO}} + \delta V_{\text{M1}} + \delta V_{\text{M2}} + \delta V_{\text{M3}} + \delta A_{\text{POW}} + \delta V_{\text{RAD}} + \delta V_{\text{TAD}} + \delta V_{\text{SRTX}} + \delta V_{\text{SRRX}} + \delta V_{\text{PD}} + \delta V_{\text{PH}} + \delta V_{\text{PVA}} + \delta V_{\text{PLA}} \quad (\text{I.1})$$

**Table I.1 – Example measurement uncertainty budget for
COMTS validation using the NSIL method**

Input quantity	X_i	Uncertainty of x_i		$u(x_i)$	c_i	$ c_i u(x_i) $
		dB	Probability distribution function	dB		dB
VNA reading ¹	V_{DIRECT}	±0,01	Rectangular	0,006	1	0,006
VNA reading ²	V_{SITE}	±0,5	Rectangular	0,289	–1	0,289
Isolation ³	δV_{ISO}	±0,01	Rectangular	0,006	1	0,006
Magnetic field antenna factor Tx ⁴	$F_{\text{aH,T}}$	±0,6	Normal ($k = 2$)	0,3	–1	0,3
Magnetic field antenna factor Rx ⁴	$F_{\text{aH,R}}$	±0,6	Normal ($k = 2$)	0,3	–1	0,3
NSIL values ⁵	A_{Ni}	±0,1	Normal ($k = 2$)	0,05	–1	0,05
Mismatch:						
Amplifier – Attenuator - Port 2 ⁶	δV_{M1}	–0,21/+0,21	U-shaped	0,148	1	0,148
Amplifier – Tx antenna ⁷	δV_{M2}	–1,02/+0,92	U-shaped	0,685	1	0,685
Rx antenna – Port 2 ⁸	δV_{M3}	–0,31/+0,30	U-shaped	0,219	1	0,219
Attenuator ⁹	δA_{POW}	±0,1	Normal ($k = 2$)	0,05	1	0,05
Drift:						
Receive antenna ¹⁰	δV_{RAD}	±0	Normal ($k = 2$)	0	1	0
Transmit amplifier ¹¹	δV_{TAD}	±0,1	Normal ($k = 2$)	0,05	1	0,05
Secondary radiation of antenna cable:						
Transmit antenna ¹²	δV_{SRTX}	±0,1	Rectangular	0,058	1	0,058
Receive antenna ¹²	δV_{SRRX}	±0,1	Rectangular	0,058	1	0,058
Antenna positioning:						
Distance error ¹³	δV_{PD}	±0,3	Rectangular	0,173	1	0,173
Height error ¹⁴	δV_{PH}	±0,03	Rectangular	0,017	1	0,017
Vertical alignment ¹⁵	δV_{PVA}	±0,06	Rectangular	0,035	1	0,035
Lateral alignment ¹⁶	δV_{PLA}	±0,03	Rectangular	0,017	1	0,017
Superscripts refer to the numbered NOTES of I.1.						

Because correlated input quantities exist, an additional term is taken into account as per Equation (I.2); see NOTE 4.

$$u_c^2(\Delta A_i) = \sum c_i^2 u^2(x_i) + 2c(F_{aH,T})c(F_{aH,R})u(F_{aH,T})u(F_{aH,R})r, \quad r = 1 \quad (1.2)$$

Hence: $2u_c(\Delta A_i) = 2,03 \text{ dB}$.

Table I.1 is valid if a VNA is used; if a separate signal generator and measuring receiver are used then V_{DIRECT} , V_{SITE} , and δV_{ISO} should be reconsidered.

A lower uncertainty can be achieved if the two antennas are calibrated together in accordance with Annex N. In this case the contributors for $F_{aH,T}$ and $F_{aH,R}$ are replaced by one contributor, for both antennas (calculated in accordance with Annex N), having a normal probability distribution ($k = 2$), and the correlation factor is removed.

Hence: $2u_c(\Delta A_i) = 1,81 \text{ dB}$.

NOTE 1 The uncertainty contribution from V_{DIRECT} is based on the specified trace noise and the influence of the noise floor given by the VNA manufacturer. Typically, the influence of the nonlinearity can be neglected. If this assumption is not valid, another contribution can be considered based on the specification of the VNA manufacturer.

NOTE 2 For V_{SITE} , when a signal with a low magnitude is measured, the main influence is the noise. The value of the noise depends on the SNR. If the signal is 30 dB above the DANL value this influence is 0,5 dB. For large measurement distances, i.e. 10 m where this value is not feasible, the contribution is set accordingly.

NOTE 3 For δV_{ISO} , because of the high dynamic range, isolation between transmit antenna and receive antenna sides can be an issue. Checking the available dynamic range and searching for and eliminating ground loops can avoid this issue.

NOTE 4 For $F_{aH,T}$ and $F_{aH,R}$, Type B contributions are dominant in the uncertainty budget of the antenna calibration. In the most likely case that the transmit antenna and receive antenna are calibrated in the same calibration laboratory, both uncertainties are correlated with a correlation factor r of 1.

NOTE 5 Further information on the accuracy of NSIL values A_{Ni} is given in Annex L.

NOTE 6 The contribution δV_{M1} occurs if the transmit antenna and receive antenna cables are connected to each other (V_{DIRECT}). It is assumed that the power amplifier has a VSWR of 2:1 and Port 2 of the VNA has a return loss of 15 dB. A 30 dB attenuator with a VSWR of 1,1:1 is used to protect Port 2 of the VNA.

NOTE 7 The contribution δV_{M2} occurs during V_{SITE} measurement. This strongly depends on the antenna VSWR, due to the construction of the transmit antenna, with assumed VSWR of 2:1. The power amplifier is assumed to have a VSWR of 2:1.

NOTE 8 The contribution δV_{M3} occurs during V_{SITE} measurement. Mismatch is not critical for an active receive antenna, because a VSWR of 1,5:1 is typical. It is assumed that Port 2 of the VNA has a return loss of 15 dB.

NOTE 9 If a power amplifier is used during the measurement, a calibrated attenuator is used to measure V_{DIRECT} ; see 5.5.2. If a power amplifier is not used, then the δA_{POW} contribution can be omitted.

NOTE 10 The drift of the antenna factor of the active receive antenna, δV_{RAD} , might occur due to a temperature change between antenna calibration and COMTS validation.

NOTE 11 The drift of the gain of the transmit amplifier, δV_{TAD} , depends on amplifier stability and temperature change during measurement.

NOTE 12 The contributions δV_{SRTX} and δV_{SRRX} depend on properties of the antennas and the ferrite loading on the cables. This can be found experimentally by performing several measurements with several cable positions.

NOTE 13 The uncertainty contribution δV_{PD} is due to not maintaining the correct antenna distance. An accuracy of $\pm 2 \text{ cm}$ is assumed. The uncertainty contribution in dB is calculated by using numerical simulation.

NOTE 14 The uncertainty contribution δV_{PH} is due to not maintaining the correct antenna height. An accuracy of $\pm 1 \text{ cm}$ is assumed. The uncertainty contribution in dB is calculated by using numerical simulation.

NOTE 15 The uncertainty contribution δV_{PVA} is due to not maintaining both antennas parallel to each other. An accuracy of $\pm 4^\circ$ is assumed. The uncertainty contribution in dB is calculated by using numerical simulation.

NOTE 16 The uncertainty contribution δV_{PLA} is due to a lateral offset between the antenna axes. An accuracy of ± 1 cm is assumed. The uncertainty contribution in dB is calculated by using numerical simulation.

I.2 Quantities to be considered for COMTS validation using the RSM method

The measurand ΔA_i is calculated as per Equation (I.3), with the symbols described in Table I.2:

$$\Delta A_i = V_{\text{DIRECT}} - V_{\text{SITE}} - A_{\text{LPR}} + \delta V_{\text{ISO}} + \delta V_{\text{M1}} + \delta V_{\text{M2}} + \delta V_{\text{M3}} + \delta A_{\text{POW}} + \delta V_{\text{RAD}} + \delta V_{\text{TAD}} + \delta V_{\text{SRTX}} + \delta V_{\text{SRRX}} + \delta V_{\text{PD}} + \delta V_{\text{PH}} + \delta V_{\text{PVA}} + \delta V_{\text{PLA}} \quad (\text{I.3})$$

Table I.2 – Example measurement uncertainty budget for COMTS validation using the RSM method

Input quantity	X_i	Uncertainty of x_i		$u(x_i)$	c_i	$ c_i u(x_i) $
		dB	Probability distribution function	dB		dB
VNA reading ¹	V_{DIRECT}	$\pm 0,01$	Rectangular	0,006	1	0,006
VNA reading ²	V_{SITE}	$\pm 0,5$	Rectangular	0,289	–1	0,289
Isolation ³	δV_{ISO}	$\pm 0,01$	Rectangular	0,006	1	0,006
Antenna pair reference ⁴	A_{LPR}	± 1	Normal ($k = 2$)	0,5	–1	0,5
Mismatch:						
Amplifier – Attenuator - Port 2 ⁵	δV_{M1}	–0,21/+0,21	U-shaped	0,148	1	0,148
Amplifier – Tx antenna ⁶	δV_{M2}	–1,02/+0,92	U-shaped	0,685	1	0,685
Rx antenna – Port 2 ⁷	δV_{M3}	–0,31/+0,30	U-shaped	0,219	1	0,219
Attenuator ⁸	δA_{POW}	$\pm 0,1$	Normal ($k = 2$)	0,05	1	0,05
Drift:						
Receive antenna ⁹	δV_{RAD}	± 0	Normal ($k = 2$)	0	1	0
Transmit amplifier ¹⁰	δV_{TAD}	$\pm 0,1$	Normal ($k = 2$)	0,05	1	0,05
Secondary radiation of antenna cable:						
Transmit antenna ¹¹	δV_{SRTX}	$\pm 0,1$	Rectangular	0,058	1	0,058
Receive antenna ¹¹	δV_{SRRX}	$\pm 0,1$	Rectangular	0,058	1	0,058
Antenna positioning:						
Distance error ¹²	δV_{PD}	$\pm 0,3$	Rectangular	0,173	1	0,173
Height error ¹³	δV_{PH}	$\pm 0,03$	Rectangular	0,017	1	0,017
Vertical alignment ¹⁴	δV_{PVA}	$\pm 0,06$	Rectangular	0,035	1	0,035
Lateral alignment ¹⁵	δV_{PLA}	$\pm 0,03$	Rectangular	0,017	1	0,017
Superscripts refer to the numbered NOTES of I.2.						

Hence: $2u_c(\Delta A_i) = 1,91$ dB.

Table I.2 is valid if a VNA is used; if a separate signal generator and measuring receiver are used then V_{DIRECT} , V_{SITE} and δV_{ISO} should be reconsidered.

NOTE 1 The uncertainty contribution from V_{DIRECT} is based on the specified trace noise and the influence of the noise floor given by the VNA manufacturer. Typically, the influence of the nonlinearity can be neglected. If this assumption is not valid, another contribution can be considered based on the specification of the VNA manufacturer.

NOTE 2 For V_{SITE} , when a signal with a low magnitude is measured, the main influence is the noise. The value of the noise depends on the SNR. If the signal is 30 dB above the DANL value this influence is 0,5 dB. For large measurement distances, i.e. 10 m where this value is not feasible, the contribution is set accordingly.

NOTE 3 For δV_{ISO} , because of the high dynamic range, isolation between transmit antenna and receive antenna sides can be an issue. Checking the available dynamic range and searching for and eliminating ground loops can avoid this issue.

NOTE 4 Contribution from measurement uncertainty of the antenna pair reference site insertion loss A_{LPR} between the antenna pair at a REFTS.

NOTE 5 The contribution δV_{M1} occurs if the transmit antenna and receive antenna cables are connected to each other (V_{DIRECT}). It is assumed that the power amplifier has a VSWR of 2:1 and Port 2 of the VNA has a return loss of 15 dB. A 30 dB attenuator with a VSWR of 1,1:1 is used to protect Port 2 of the VNA.

NOTE 6 The contribution δV_{M2} occurs during V_{SITE} measurement. This strongly depends on the antenna VSWR, due to the construction of the transmit antenna, with assumed VSWR of 2:1. The power amplifier is assumed to have a VSWR of 2:1.

NOTE 7 The contribution δV_{M3} occurs during V_{SITE} measurement. Mismatch is not critical for an active receive antenna, because a VSWR of 1,5:1 is typical. It is assumed that Port 2 of the VNA has a return loss of 15 dB.

NOTE 8 If a power amplifier is used during the measurement, a calibrated attenuator is used to measure V_{DIRECT} ; see 5.5.2. If a power amplifier is not used, then the δV_{POW} contribution can be omitted.

NOTE 9 The drift of the antenna factor of the active receive antenna contribution, δV_{RAD} , might occur due to temperature change between antenna calibration and COMTS validation.

NOTE 10 The drift of the gain of the transmit amplifier contribution, δV_{TAD} , depends on amplifier stability and temperature change during measurement.

NOTE 11 The contributions δV_{SRTX} and δV_{SRRX} depend on properties of the antennas and the ferrite loading on the cables. This can be found experimentally by performing several measurements with several cable positions.

NOTE 12 The uncertainty contribution δV_{PD} is due to not maintaining the correct antenna distance. An accuracy of ± 2 cm is assumed. The uncertainty contribution in dB is calculated by using numerical simulation.

NOTE 13 The uncertainty contribution δV_{PH} is due to not maintaining the correct antenna height. An accuracy of ± 1 cm is assumed. The uncertainty contribution in dB is calculated by using numerical simulation.

NOTE 14 The uncertainty contribution δV_{PVA} is due to not maintaining both antennas parallel to each other. An accuracy of $\pm 4^\circ$ is assumed. The uncertainty contribution in dB is calculated by using numerical simulation.

NOTE 15 The uncertainty contribution δV_{PLA} is due to a lateral offset between the antenna axes. An accuracy of ± 1 cm is assumed. The uncertainty contribution in dB is calculated by using numerical simulation.

Annex J (normative)

Derivation of NSIL values in the frequency range 9 kHz to 30 MHz

J.1 General

In 1982 A.A. Smith et al. [28] introduced the concept of normalized site attenuation for antennas, which has since been adopted by the standardization committees. The idea is to separate the characteristic of the antennas from the site attenuation, by assuming Hertzian dipoles. The method works reasonably well, except for:

- mutual coupling between antennas and ground plane;
- directional antennas.

Both exceptions remain as systematic errors.

This principle can be adapted for loop antennas in the frequency range from 9 kHz to 30 MHz. The analytical derivation of the site insertion loss by Greene's formula is possible and feasible if a homogenous current distribution around the loop circumference is assumed. This is the case when the loop circumference is very small compared to the wavelength. Where this is not the case, e.g. for a loop size approaching the maximum size criterion specified in 4.3.2, a non-uniform current distribution is taken into account, which requires computer simulation. NEC [27] is well suited for this kind of problem and is publicly available free of charge.

Simulations show that the NSIL values depend on the diameters of the two antennas and on the positioning of their feed points (see Figure J.3) [33]. Therefore, providing tables of NSIL values in this document, similar to Table 2 (for NSA, within 30 MHz to 1 000 MHz), is not possible. The NSIL values shall be calculated in accordance with J.4, using the SIL values determined as per J.3, and the loop antenna factors simulated as per J.2. The latter shall be based on the dimensions of the two loop antennas used for site validation measurements, and on the positioning of their feed points during those measurements.

NOTE 1 Two dimensional parameters are required for each loop antenna: 1) loop diameter (which is centre-to-centre of the loop antenna shield), and 2) diameter of its loop wire (the loop antennas used for site validation are single turn; as described in 4.3.2.1). The latter is not usually published by manufacturers of loop antennas. If information on the loop wire diameter is not available, this can be approximated for the purpose of simulating its antenna factor as per J.2. The dependency of NSIL on the loop wire diameter of the two loop antennas is negligible (see Figure J.1).

NOTE 2 The simulations for determining the NSIL assume passive loop antennas are used for the transmit antenna and the receive antenna. This results in very high SIL values, especially for a measurement distance of 10 m. However, the actual site validation measurements can be performed with an active loop receive antenna, resulting in a high dynamic range for the entire measurement system.

J.2 Magnetic field antenna factor

The magnetic field antenna factor, defined in 3.1.2.5 of CISPR 16-1-6:2014 and CISPR 16-1-6:2014/AMD2:2022, can be simulated with the following NEC code.

CM CISPR 16-1-4: Annex J

CM Simulation of the magnetic field antenna factor

CM 60 cm diameter

CM 1 mm wire radius

CM 50 Ohm system impedance

CM

CE
GA 1 36 0.30 360 0 0.001
GM 0 0 0 -5 0 0 0 0 1
GE 0
GN -1
EK
LD 0 1 1 1 50 0 0
EX 1 1 1 0 0 0 0 0 0
FR 0 1 0 0 30.000 1
PT 1 1 1 0
XQ

NOTE 1 Related to the 9th line in the code (GM 0 0 0 -5 0 0 0 0 1): The rotation of the loop around the Y-axis by -5° is used to align the feed point segment exactly to the X-axis. This value is calculated by half of 360° divided by the number of segments.

In this code the following parameters can be modified:

GA 1 36 X 360 0 Y where X is the loop radius and Y the wire radius, in m;
LD 0 1 1 1 Z 0 0 where Z is the system impedance, in Ω;
FR 0 1 0 0 F 1 where F is the frequency, in MHz.

NOTE 2 For wire radius Y the radius of the shielding is not taken into account. However, the exact value of wire radius is not critical; see Figure J.1.

NOTE 3 The examples included in this annex assume a loop antenna diameter of 60 cm. However, such a loop diameter is only possible for an ideal loop, having an infinitely thin wire and shield (very small thickness of the shield, approximated as 0 m diameter), because otherwise the loop would not comply with the size criterion in 4.3.2. In practice, the actual loop antenna diameter used for site validation measurements is used in simulations.

This source code simulates a loop antenna which is illuminated with a 1 V/m homogenous plane wave. In the simulation output the current through the impedance Z is printed as follows, example for 30 MHz:

THETA (DEG)	PHI (DEG)	- CURRENT MAGNITUDE	- PHASE	SEG NO.
0.00	0.00	4.2927E-04	6.08	1

NOTE 4 Consult NEC manual [27] for designation of the Cartesian coordinate system.

So, the magnetic field antenna factor can be found as per Equation (J.1)

$$F_{aH} = \frac{H}{V} = \frac{E}{\eta I Z} \quad (J.1)$$

where

F_{aH} is the magnetic field antenna factor, in S/m;
 H is the magnetic field strength of the impinging electromagnetic field, in A/m;
 E is the electric field strength of the impinging electromagnetic field, in V/m, (i.e. 1 V/m);
 V is the voltage magnitude across the load, in V;
 I is the current magnitude through the load, in A;

Z is the load impedance, in Ω (50 Ω);

η is the free space impedance, in Ω (approximated by the value 376,73 Ω).

J.3 Site insertion loss

For simulation of the site insertion loss two antennas are involved, one to transmit and one to receive, as follows:

CM CISPR 16-1-4: Annex J

CM Simulation of the site insertion loss

CM Hx coaxial

CM 3 m distance

CM 60 cm diameter

CM 1 mm wire radius

CM 50 Ohm system impedance

CM

CE

GA 1 36 0.3 0 360 0.001

GA 2 36 0.3 0 360 0.001

GM 0 0 0 -85 0 0 0 1.3 1

GM 0 0 0 0 0 0 3 0 2

GE 1

GN 1

EK

EX 0 1 1 00 2 0

LD 0 1 1 1 50 0 0

LD 0 2 1 1 50 0 0

FR 0 1 0 0 30.000 1

PT 0 2 1 1

XQ

Again, the following parameters can be modified:

GA 1 36 X 360 0 Y where X is the loop radius and Y the wire radius, transmit, in m;

GA 2 36 X 360 0 Y where X is the loop radius and Y the wire radius, receive, in m;

GM 0 0 0 0 0 0 D 0 2 where D is the measurement distance, in m;

LD 0 1 1 1 Z 0 0 where Z is the system impedance, transmit, in Ω ;

LD 0 2 1 1 Z 0 0 where Z is the system impedance, receive, in Ω ;

FR 0 1 0 0 F 1 where F is the frequency, in MHz.

Other set-ups can be analyzed by modifying these lines in the code; see Figure J.4 for the schematic of the set-up:

GM 0 0 0 -85 0 0 0 1.3 1 for H_x coaxial

GM 0 0 0 0 0 0 3 0 2

GM 0 0 0 -85 90 0 0 1.3 1 for H_y coplanar

GM 0 0 0 0 0 0 3 0 2

GM 0 0 -90 0 -5 0 0 1.3 1 for H_z coplanar

GM 0 0 0 0 180 0 3 0 2

NOTE 1 Consult NEC manual [27] for the description of the GM command. The feed point location can be changed by modifying the content of column 3 through column 5, which are responsible for the rotation of the object.

From the output, select the current through the impedance of the receive antenna as follows, example for H_x at 30 MHz:

SEG. NO.	TAG NO.	COORD. X	OF SEG. Y	CENTER Z	SEG. LENGTH	REAL	IMAG.	MAG.	PHASE
37	2	0.0000	0.3002	0.1600	0.00523	-1.5829E-06	1.8619E-06	2.4438E-06	130.368

NOTE 2 Both antennas have 36 segments, so the first segment of the receive antenna, where the load is placed, is designated as segment number 37.

Use Equation (J.2) to calculate the site insertion loss:

$$A_i = -20 \lg \left(\frac{IZ}{V} \right) \quad (\text{J.2})$$

where

A_i is the site insertion loss, in dB;

I is the current magnitude through the load, in A;

Z is the load impedance, in Ω (50 Ω);

V is the voltage magnitude across the load during direct connection, in V, and is equal to 1 V. The reason for this number is the excitation voltage of the transmit loop of 2 V (source code line EX). During V_{DIRECT} determination, the voltage across the load is half of this, due to equal source and load impedances.

J.4 Normalized site insertion loss

With the simulated antenna factor and simulated site insertion loss, the normalized site insertion loss is per Equation (J.3):

$$A_{\text{Ni}} = A_i - F_{\text{aH,T}} - F_{\text{aH,R}} \quad (\text{J.3})$$

where

A_{Ni} is the normalized site insertion loss, in dB(m²/S²);

A_i is the site insertion loss, as per J.3, in dB;

$F_{\text{aH,T}}$ is the magnetic field antenna factor of the transmit antenna, as per J.2, in dB(S/m);

$F_{\text{aH,R}}$ is the magnetic field antenna factor of the receive antenna, as per J.2, in dB(S/m).

Typically, a pair of antennas with the same diameter is used for site validation.

The NSIL is not dependent on the wire diameter. This is proved by variation of the wire radius in the range from 0,001 m to 0,01 m in H_x orientation at 3 m distance for a 60 cm loop antenna; see Figure J.1. The variation is less than 0,02 dB, and can be neglected.

Above 1 MHz, the NSIL is dependent on the diameters of the two loop antennas and on the positioning of their feed points [33]. This can be seen if the loop diameter (15 cm, 30 cm, and 60 cm) and the location of the feed point are modified; see Figure J.3. The feed point is set to a specific location (1) and to its opposite (2); see Figure J.2. Moderate to significant variations can be observed, depending on orientation and frequency. Therefore, the feed point locations of the two antennas used for determining the NSIL values (per J.3) shall be the same as those used in actual site validation measurements.

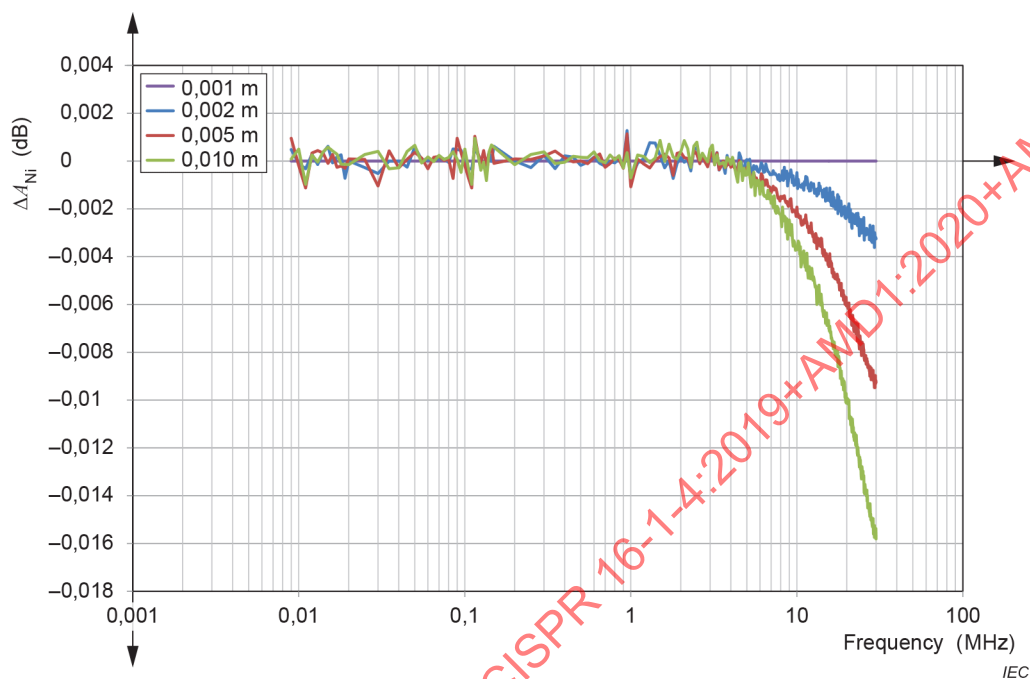
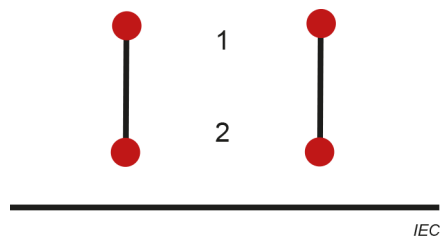
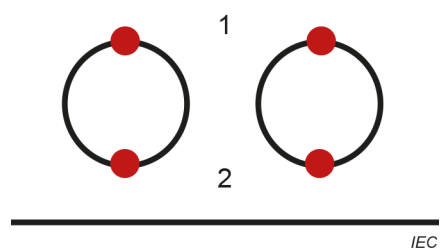


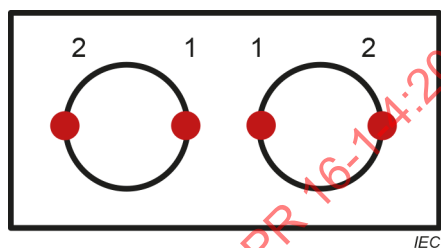
Figure J.1 – Investigation of wire radius, normalized to 0,001 m



a) H_x lateral view

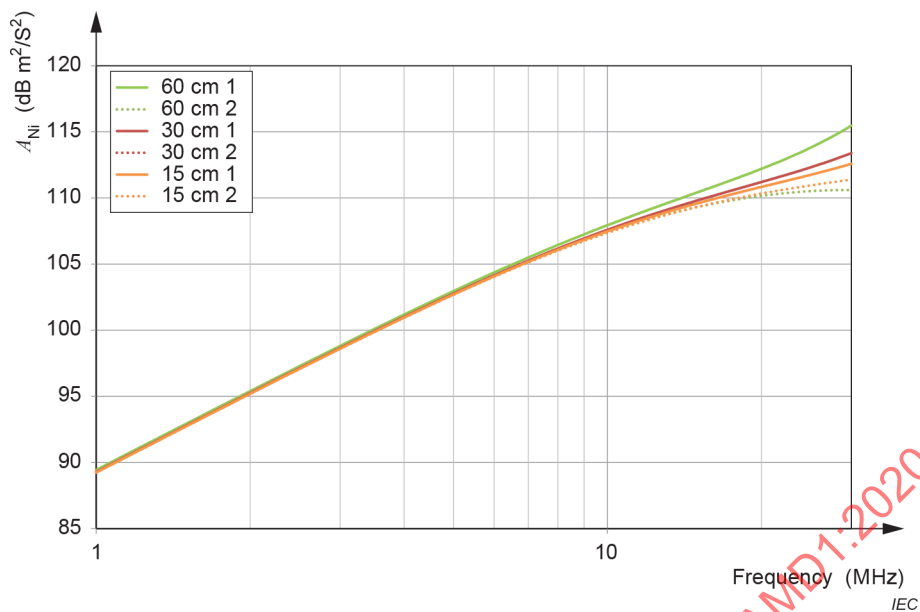


b) H_y lateral view

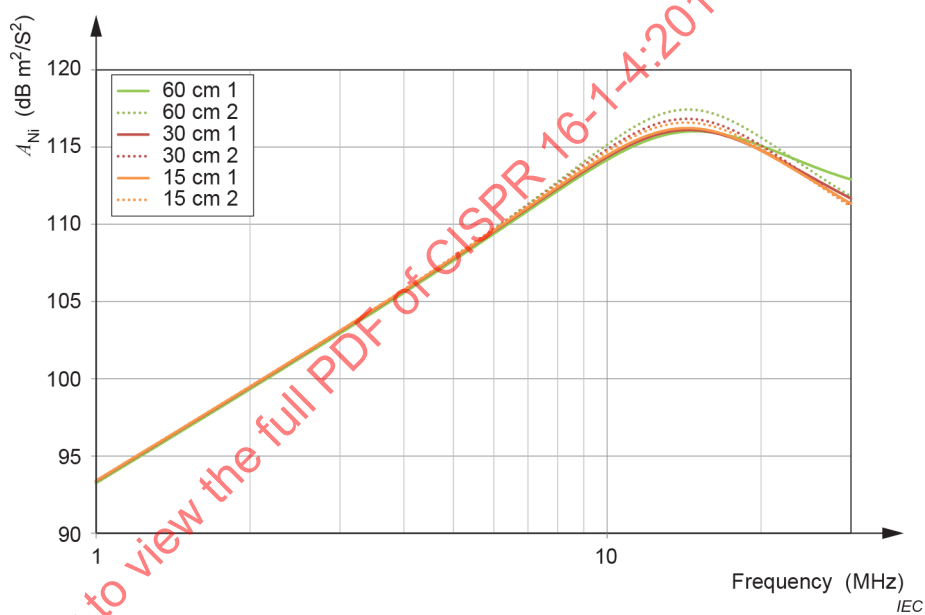


c) H_z top view

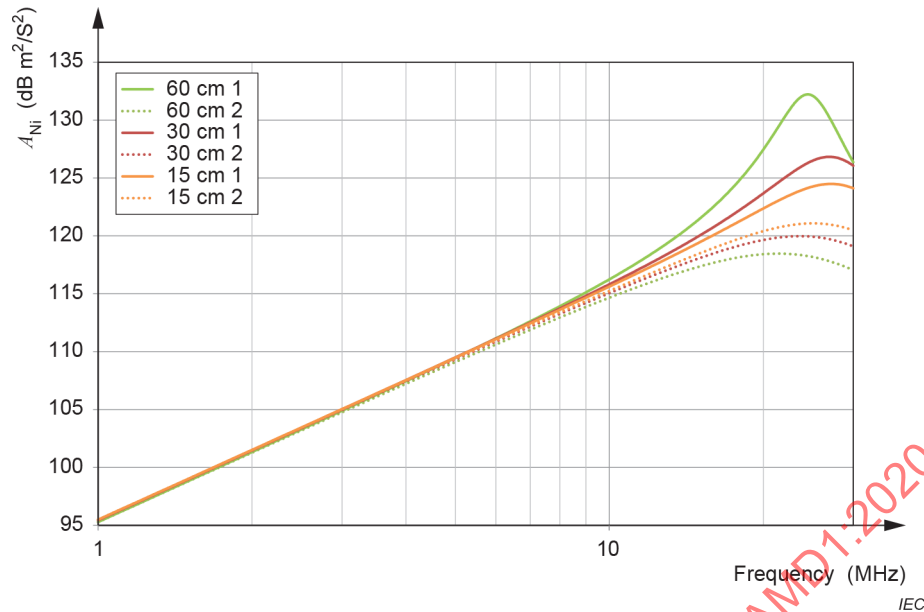
Figure J.2 – Investigation of feed point location (not to scale)



a) H_x



b) H_y



c) H_z

Figure J.3 – Variation of NSIL values for various set-ups, for a distance of 3 m, $h = 1,3$ m

J.5 NSIL tables

A calculation example for a 60 cm loop diameter is given in reduced tabular form; see Table J.1, Table J.2, Table J.3, and Figure J.5. The full tables can be found at the IEC webpage under the documents section of the CISPR/A dashboard by clicking this link: https://www.iec.ch/dyn/www/f?p=103:227:15032641706403:::FSP_ORG_ID,FSP_LANG_ID:1327,25.

These values are valid for the feed point locations given in Figure J.4. For measurements in H_x and H_y the feed point is on the top, for each loop antenna; for H_z , the feed points are on opposite lateral sides.

Additional NSIL tables for a circular loop with 50 cm diameter and a 60 cm square loop can be found at the cited IEC webpage.

If other loop diameters or other feed point locations are used, the NSIL values shall be re-calculated. Typically, antenna manufacturers publish NSIL values for their products.

To maintain traceability, the following parameters shall be documented:

- the loop diameter;
- the feed point location;
- the NEC source code;
- the NEC version.

Before using the recalculated NSIL values for a certain set-up, the calculation method and software shall be validated. Therefore, the replication of the results given in Table J.1, Table J.2, and Table J.3 shall be attempted. This validation shall provide differences less than 0,1 dB.

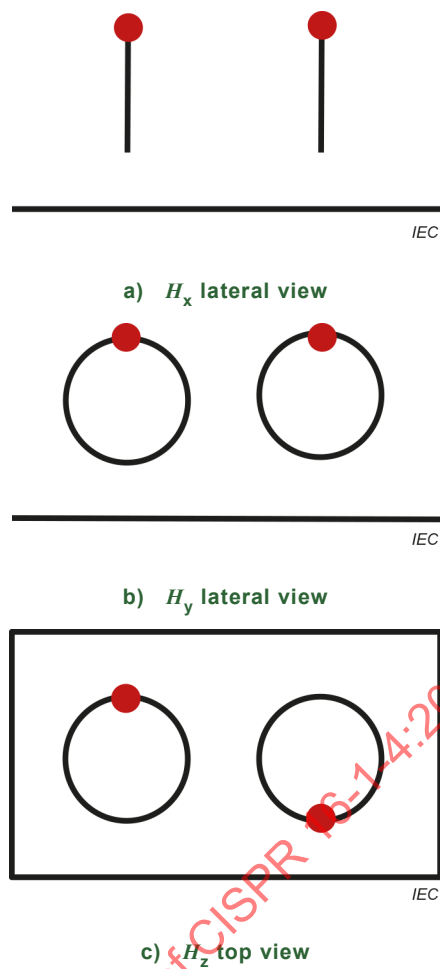
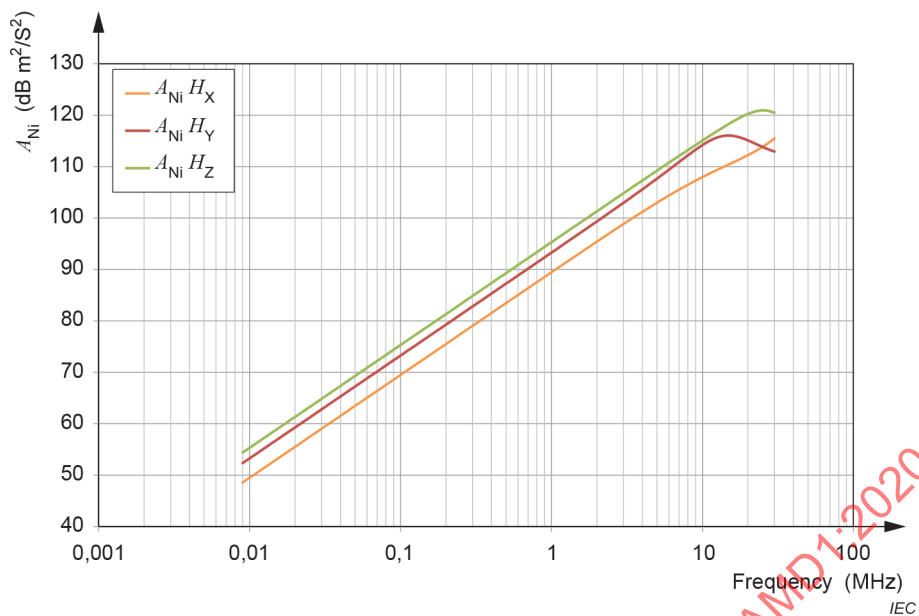
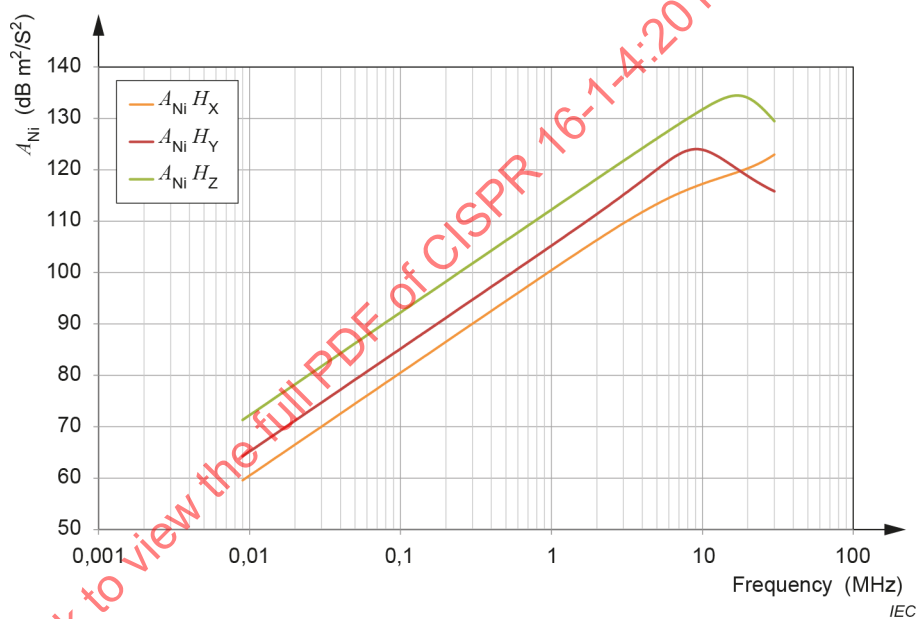


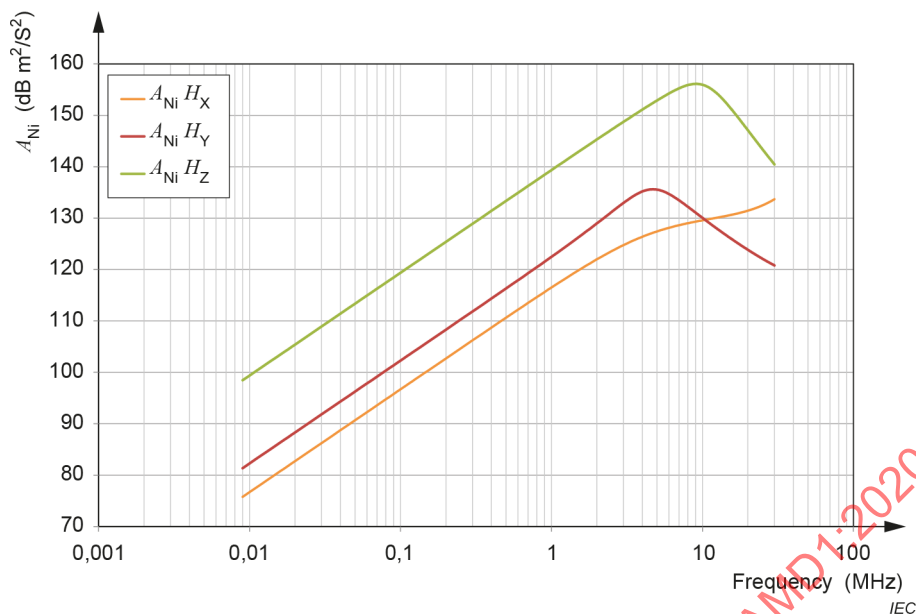
Figure J.4 – Specification of feed point location for tabular values (not to scale)



a) 3 m



b) 5 m



c) 10 m

**Figure J.5 – Calculation examples, loop diameter 60 cm,
feed point location per Figure J.4**

Table J.1 – Calculation examples (loop diameter 60 cm, $d = 3$ m, $h = 1,3$ m)

Frequency MHz	F_{aH} dB(S/m) ^a	$A_i H_x$ dB	$A_i H_y$ dB	$A_i H_z$ dB	$A_{Ni} H_x$ dB(m ² /S ²)	$A_{Ni} H_y$ dB(m ² /S ²)	$A_{Ni} H_z$ dB(m ² /S ²)
0,009	33,98	116,51	120,28	122,33	48,55	52,33	54,38
0,010	33,06	115,59	119,37	121,42	49,47	53,24	55,29
0,1	13,07	95,60	99,37	101,42	69,47	73,24	75,29
1	-6,63	76,20	80,01	82,04	89,45	93,26	95,29
10	-17,67	72,52	78,75	79,63	107,86	114,09	114,97
20	-18,07	75,67	78,55	83,69	111,82	114,70	119,84
30	-18,16	78,26	75,69	83,24	114,58	112,01	119,56

^a The calculations in this table assume two identical loop antennas, for the transmit antenna and the receive antenna, each having an antenna factor as listed in this column.

Table J.2 – Calculation examples (loop diameter 60 cm, $d = 5$ m, $h = 1,3$ m)

Frequency MHz	F_{aH} dB(S/m) ^a	$A_i H_x$ dB	$A_i H_y$ dB	$A_i H_z$ dB	$A_{Ni} H_x$ dB(m ² /S ²)	$A_{Ni} H_y$ dB(m ² /S ²)	$A_{Ni} H_z$ dB(m ² /S ²)
0,009	33,98	127,55	132,22	139,28	59,59	64,26	71,33
0,01	33,06	126,63	131,30	138,37	60,51	65,18	72,24
0,1	13,07	106,64	111,31	118,37	80,51	85,18	92,24
1	-6,63	87,20	91,97	98,99	100,45	105,22	112,24
10	-17,67	81,81	88,46	96,29	117,14	123,80	131,63
20	-18,07	83,73	82,23	97,45	119,88	118,38	133,60
30	-18,16	85,74	78,60	92,24	122,06	114,92	128,57

^a The calculations in this table assume two identical loop antennas, for the transmit antenna and the receive antenna, each having an antenna factor as listed in this column.

Table J.3 – Calculation examples (loop diameter 60 cm, $d = 10$ m, $h = 1,3$ m)

Frequency MHz	F_{aH} dB(S/m) ^a	$A_i H_x$ dB	$A_i H_y$ dB	$A_i H_z$ dB	$A_{Ni} H_x^2$ dB(m ² /S ²)	$A_{Ni} H_y^2$ dB(m ² /S ²)	$A_{Ni} H_z^2$ dB(m ² /S ²)
0,009	33,98	143,74	149,32	166,41	75,78	81,37	98,46
0,01	33,06	142,82	148,41	165,50	76,70	82,28	99,37
0,1	13,07	122,83	128,41	145,50	96,70	102,28	119,37
1	–6,63	103,25	109,22	126,10	116,50	122,47	139,35
10	–17,67	94,14	94,63	120,52	129,47	129,96	155,85
20	–18,07	94,90	87,30	110,55	131,05	123,44	146,70
30	–18,16	96,46	83,58	103,22	132,78	119,90	139,55
^a The calculations in this table assume two identical loop antennas, for the transmit antenna and the receive antenna, each having an antenna factor as listed in this column.							

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of CISPR 16-1-4:2019+AMD1:2020+AMD2:2023 CSV

Annex K (informative)

Recommendations for the design of test sites in the frequency range 9 kHz to 30 MHz

K.1 General

This informative annex gives guidance on the design of test sites. The size of the site as well as the clearance to nearby objects have an impact on the performance. Also, the properties of the ground plane influence the site validation result.

K.2 Dimensions and quality of the ground plane

The ground plane of a test site should be an electrically conductive flat surface. The recommended minimum ground plane dimensions are determined by the smallest rectangular area that encompasses:

- the circular area that extends 1 m beyond the test volume in all directions; and
- the circular area that extends 1 m beyond the measurement antenna, when oriented with the loop plane parallel to the ground plane, and its supporting structure in all directions.

The measurement distance is measured from the periphery of the test volume and the reference point of the receive antenna.

The recommended minimum rectangular area of the ground plane is depicted in Figure K.1.

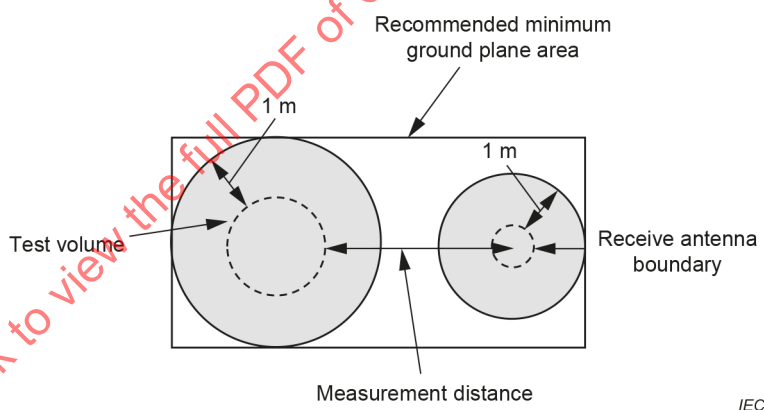


Figure K.1 – Recommended minimum dimensions of the ground plane (top view)

The material requirements for the ground plane are determined by the skin effect. The ground plane thickness should be at least the skin depth at the lowest frequency of use, calculated per Equation (K.1):

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu_0 \sigma}} \quad (\text{K.1})$$

where

δ is the skin depth, in m;

σ is the conductivity, in S/m;

ω is the angular frequency, in s^{-1} ;

μ_0 is the permeability of free space, in H/m;

μ_r is the relative permeability, dimensionless.

Example calculations, for some types of materials used in test site ground plane construction are given in Table K.1.

Table K.1 – Skin depth for some practical materials at 9 kHz

Material	Conductivity S/m	Relative Permeability	Skin depth mm	Minimum ground plane thickness mm
Copper	$5,9 \times 10^7$	1	0,7	0,7
Stainless steel	$1,4 \times 10^6$	1	4,5	4,5
Zinc coated steel	$1,25 \times 10^5$	240	1,0	1,0
Aluminum	$3,7 \times 10^7$	1	0,9	0,9

K.3 Obstruction free area

The obstruction free area is defined by a minimum of 3 m distance around all points situated on the line segment connecting the centre of the test volume with the receive antenna location. For test volumes larger than 4 m in diameter the distance is increased from 3 m to test volume radius plus 1 m.

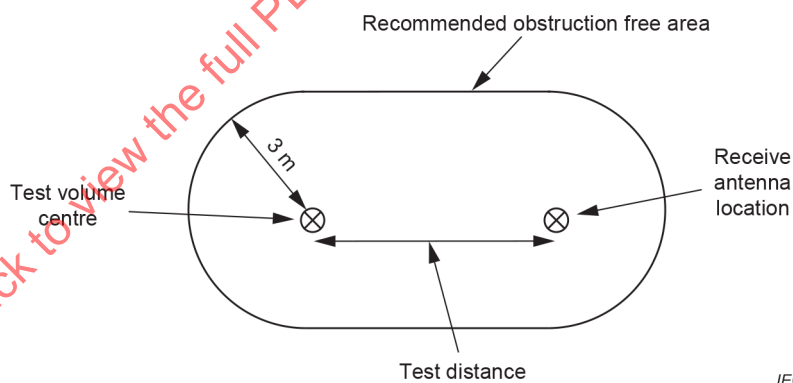


Figure K.2 – Recommended obstruction free area (top view)

K.4 Resonance-free area

Resonant measurement environments should be avoided, because they could adversely affect site validation results and measurement results for actual EUTs. If a large, shielded environment with low loss is used, with at least 3 m clearance from the walls as specified in K.3, then the possibility of resonances should be verified as well.

The different resonant modes in a rectangular shielded room are determined by its dimensions (i.e. the boundary conditions). The frequency in MHz at which a resonant mode occurs for a lossless, rectangular cavity is given by Equation (K.2):

$$f_{l,m,n} = 150 \sqrt{\left(\frac{l}{L}\right)^2 + \left(\frac{m}{W}\right)^2 + \left(\frac{n}{H}\right)^2} \quad (\text{K.2})$$

where

l , m , and n are the mode indices and are equal to 0, 1, ...;

NOTE Only one index can have a value of 0 at one time.

L is the length of the resonant cavity in m;

W is the width of the resonant cavity in m;

H is the height of resonant cavity in m.

For example, if the largest dimension of a rectangular shielded chamber is less than 7 m, then no resonance will occur below 30 MHz.

Large chambers designed for a measurement distance of 10 m, will show resonance between 10 MHz and 30 MHz. If the return loss of the absorbing material including ferrites is too low, sharp resonances can be observed during site validation [34].

Annex L (informative)

Accuracy of NSIL values in the frequency range of 9 kHz to 30 MHz

L.1 General

This annex discusses the accuracy of simulations in Annex J. All numerical methods have some degree of inaccuracy. Also, different code versions lead to slightly different results.

L.2 Cross check of NEC with analytic formulas

Greene [30] calculated the magnetic field in the near-zone of a circular loop antenna for the case of constant current distribution. Inhomogeneous current distribution can be neglected for frequencies below 1 MHz. Fujii et al. [29] derived the SIL between two circular loop antennas by using Greene's result [30] and the induction law.

$$A_i = F_{aH,T} + F_{aH,R} + 45,9 + 20 \lg f_{\text{MHz}} - 20 \lg K \quad (\text{L.1})$$

$$K \approx \frac{\sqrt{1 + (\beta R_0)^2}}{2\pi R_0^3} \left\{ 1 + \frac{15}{8} \left(\frac{r_T r_R}{R_0^2} \right)^2 + \frac{315}{64} \left(\frac{r_T r_R}{R_0^2} \right)^4 \right\}$$

$$R_0 = \sqrt{d^2 + r_T^2 + r_R^2}$$

where

- A_i is the site insertion loss, in dB;
- $F_{aH,T}$ is the magnetic field antenna factor of the transmit antenna, in dB(S/m);
- $F_{aH,R}$ is the magnetic field antenna factor of the receive antenna, in dB(S/m);
- f_{MHz} is the frequency in MHz;
- K is the Greene's approximation for a circular antenna pair, in dB(m⁻³);
- β is the wave number ($= 2\pi/\lambda$) in m⁻¹;
- R_0 is the geometry specific distance, in m;
- d is the distance between the antenna reference points, in m;
- r_T is the radius of the transmit loop, in m;
- r_R is the radius of the receive loop, in m.

This analytical derivation gives the possibility to validate NSIL values calculated by NEC. This can be done by comparing NSIL values in free space calculated as per Equation (L.2) and those calculated as per Equation (L.3).

– analytical derivation

$$A_{\text{Ni,analytic}} = 45,9 + 20 \lg f_{\text{MHz}} - 20 \lg K \quad (\text{L.2})$$

– numerical simulation

$$A_{\text{Ni,simulated}} = A_i - F_{\text{aH,T}} - F_{\text{aH,R}} \quad (\text{L.3})$$

If both the transmit antenna and receive antenna have a radius of 30 cm, and using a measurement distance of 3 m, the difference of $A_{\text{Ni,analytic}}$ and $A_{\text{Ni,simulated}}$ is given in Figure L.1.

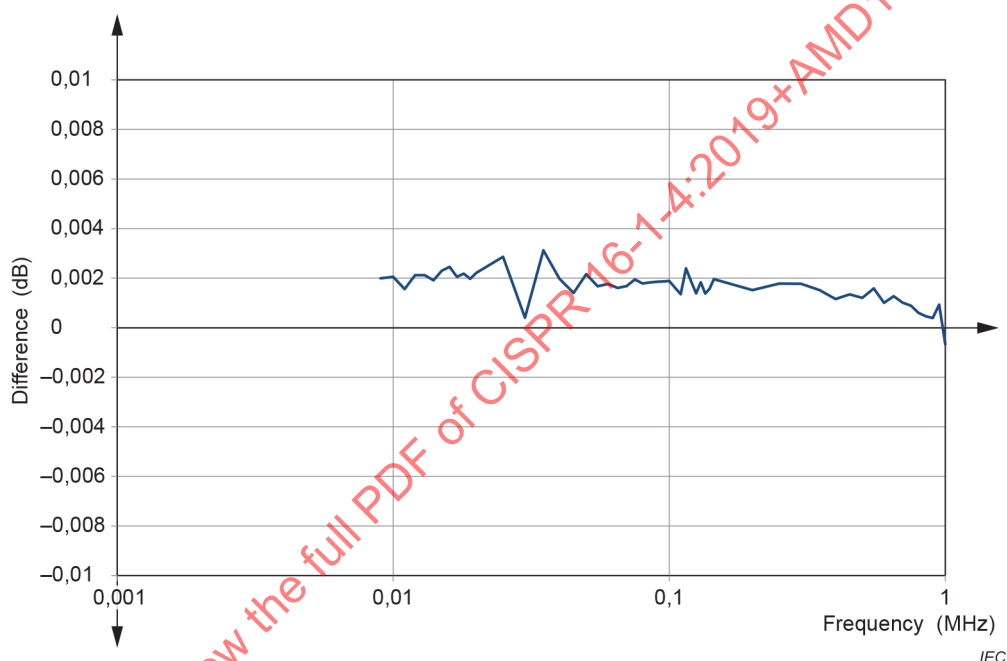


Figure L.1 – Comparison of NSIL values by analytic formulas and computer simulation

L.3 Recommended NEC versions

Several NEC implementations have been verified to deliver accurate results; see Table L.1. Other versions may be used if accuracy is validated; see L.2.

Table L.1 – Recommended NEC implementations

Software	Author	Type	URL
4NEC2	Arie Voors	Free	http://www.qsl.net/4nec2/
NEC2++	Timothy C.A. Moltano	Free	http://nec-archives.pa3kj.com/
NEC2/MP	Athan Papadimitriou	Free	^a
NEC4	Lawrence Livermore National Laboratory	Commercial	https://ipo.llnl.gov/technologies/nec

^a The official website for NEC2/MP (URL: <http://users.otenet.gr/~jmsp/>) is not available recently. However it is available through the web archive (<https://web.archive.org/web/20130502013310/http://users.otenet.gr/~jmsp/>)

L.4 Instabilities at the lower frequency end

Investigations show that SIL values are unstable at the lower frequency for some NEC implementations. The reasons for this are numerical inaccuracies which occur if the segment length relative to wavelength becomes too short.

Table L.2 gives a summary of when instabilities had been observed. This table is valid for 3 m distance, 60 cm loop diameter, and H_z set-up. With other set-ups, different frequency ranges may apply.

Problems with instabilities can be avoided by extrapolation techniques given in L.5 and also by reducing the number of segments as explained in L.6.

Table L.2 – Observed instabilities

Software	Instabilities
4NEC2	< 30 kHz
NEC2++	< 70 kHz
NEC2/MP	< 100 kHz
NEC4	Not observed

L.5 Extrapolation methods to solve instabilities

At the lower frequency end the SIL and the magnetic field antenna factor are dominated by the induction law. Thus, the use of extrapolation is feasible to calculate SIL values and magnetic field antenna factors at frequencies where some NEC code shows instabilities.

Extrapolation can be done by Equation (L.4).

$$A_i(f) = A_i(mf) + 20\lg(m) \quad \text{and} \quad F_{aH}(f) = F_{aH}(mf) + 20\lg(m) \quad (\text{L.4})$$

A typical value for m is 10.

NOTE The given extrapolation method is applicable for loop antennas with a diameter larger than 0,15 m.

L.6 Reducing the number of segments to solve instabilities

At the low frequency end the loop antenna has very uniform current distribution, and the shape of the loop gives negligible differences. Thus, reducing the number of segments for the calculation of the SIL values and magnetic field antenna factors is applicable.

Annex M (informative)

Example calculation for 10 m SACs that do not fulfil the ± 4 dB criterion within 9 kHz to 30 MHz

Measurement uncertainty estimations are given in CISPR 16-4-2 for results obtained using the measurement methods standardized by CISPR 16-2-3.

NOTE 1 However, at time of publication of this document, CISPR 16-4-2 does not include the test case for radiated emission measurements below 30 MHz with the magnetic loop antenna.

If $U_{\text{lab}} > U_{\text{CISPR}}$ then the difference $U_{\text{lab}} - U_{\text{CISPR}}$ is added to the measured field strength, before comparing with the applicable limit for determining EUT compliance.

A value of 5,2 dB is given for U_{CISPR} for magnetic field disturbance measurements, based on Table M.1.

In the uncertainty budget for this value, it is assumed that the test site contribution is ± 4 dB with a triangular distribution.

**Table M.1 – Measurement uncertainty of radiated
disturbance results from 9 kHz to 30 MHz**

Input quantity	X_i	Uncertainty of x_i		$u(x_i)$ dB	c_i	$c_i u(x_i)$ dB
		dB	Probability distribution function			
Contribution 1	?	?	?	?	1	?
Contribution 2	?	?	?	?	1	?
...		...	...	...	...	...
Contribution N	?	?	?	?	1	?
Site imperfection	δA_i	± 4	Triangular	1,63	1	1,63
NOTE Symbols “?” indicate future uncertainty contributions, to be specified by CISPR/A in the maintenance project of CISPR 16-4-2.						

Hence, expanded uncertainty $U(H) = 2u_c(H) = 5,2$ dB.

If ± 4 dB cannot be fulfilled by the test site, U_{lab} will increase as well; see Table M.2.

Table M.2 – Influence of δA_i on U_{lab}

δA_i dB	± 4	± 5	± 6	± 7	± 8	± 9	± 10	± 11	± 12
U_{lab} dB	5,20	5,75	6,35	7,00	7,68	8,39	9,11	9,85	10,60
$U_{\text{lab}} - U_{\text{CISPR}}$ dB	0,00	0,55	1,15	1,8	2,48	3,19	3,91	4,65	5,4

An example of site validation results not complying with the ± 4 dB criterion is given in Figure M.1. The results for H_x as well as for H_y exceed the limit of ± 4 dB in the frequency range above 1 MHz. The result for H_z does not exceed the limit of ± 4 dB in the entire frequency range, so adjustment is not required, for measurements on EUTs with the loop antenna in Z orientation.

NOTE 2 The assumed site validation result is hypothetical only, but is typical.

The results of Figure M.1 are used to calculate U_{lab} for each frequency and each orientation; see Figure M.2. Above 1 MHz, where the results exceed the limit of ± 4 dB, also U_{lab} exceeds the value of U_{CISPR} ; see Table M.2.

The difference between U_{lab} and U_{CISPR} (the correction factor) is shown by Figure M.3. The required correction is frequency dependent, and depends on the orientation of the antenna.

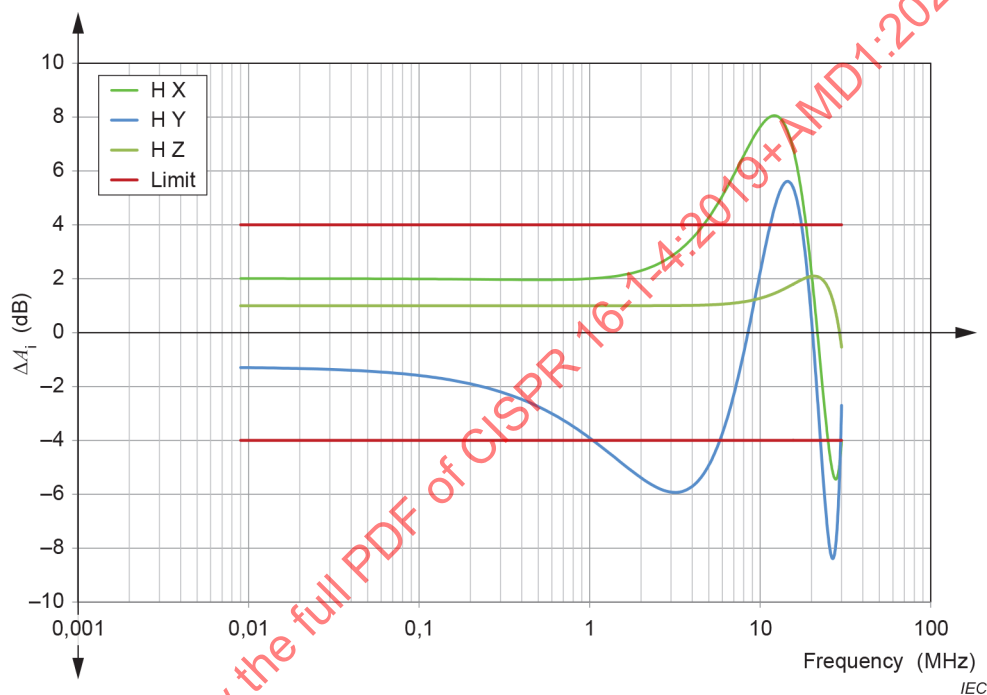


Figure M.1 – Example site validation result

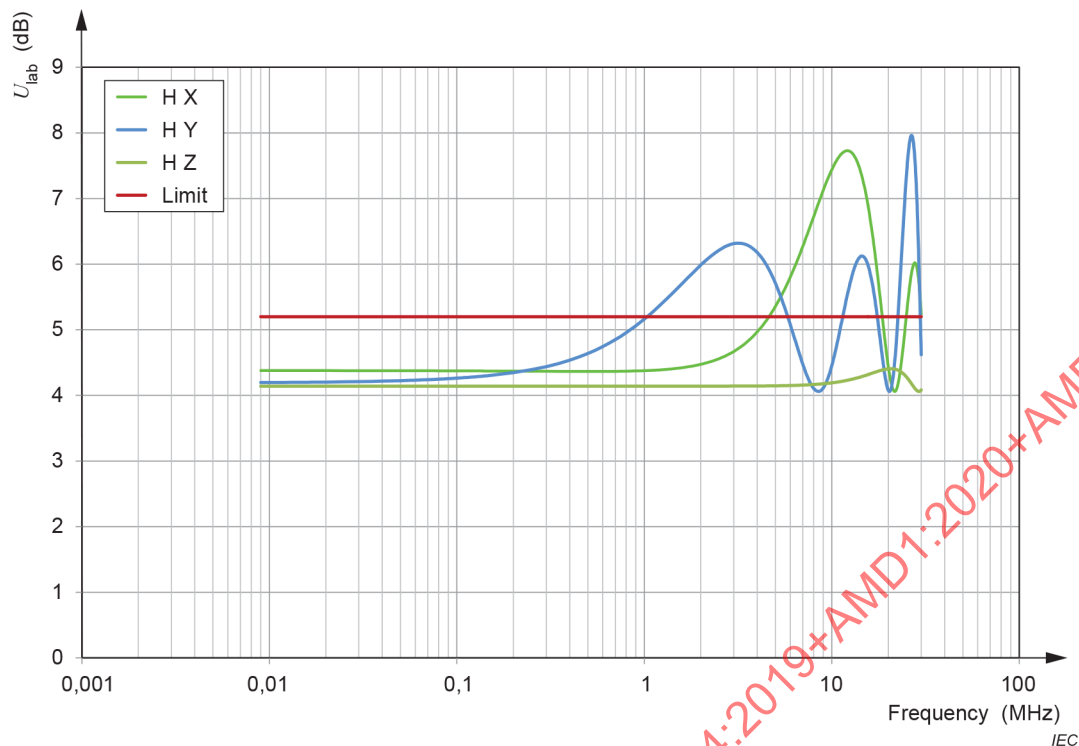


Figure M.2 – U_{lab} calculated from site validation result

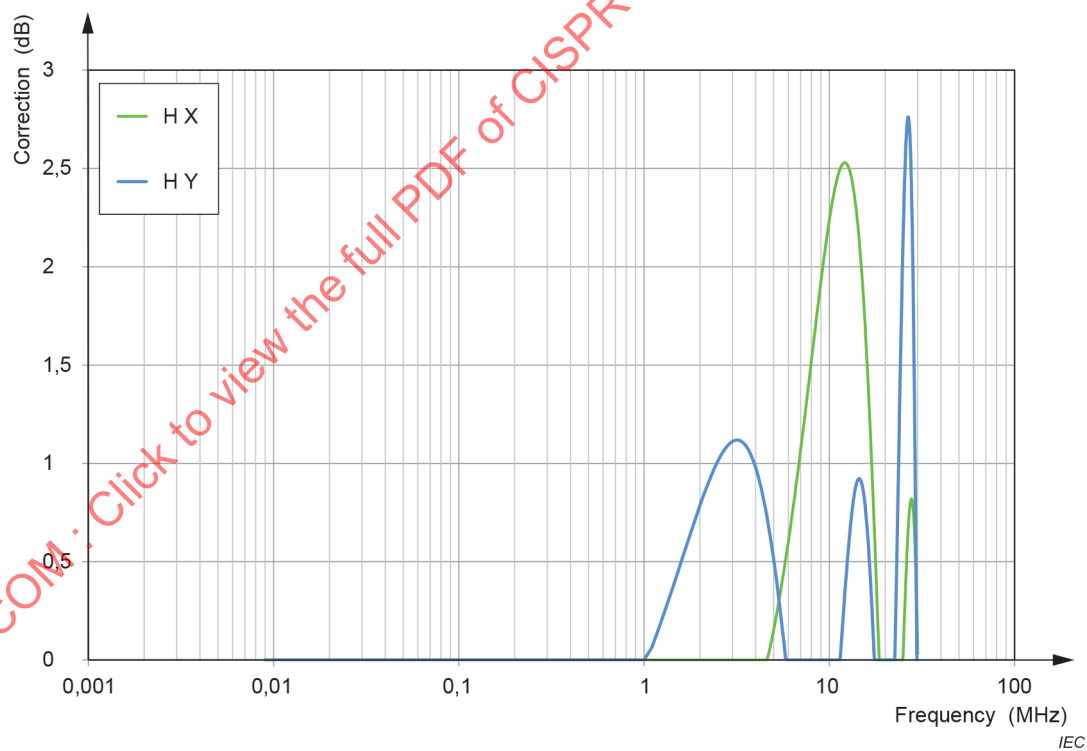


Figure M.3 – Frequency-dependent correction factor

Annex N (normative)

Calibration of the sum of magnetic field antenna factors in the frequency range of 9 kHz to 30 MHz

N.1 General

The NSIL method for the validation of test sites is given in 5.5.2. There the site insertion loss deviation is calculated as shown by Equation (N.1).

$$\Delta A_i = V_{\text{DIRECT}} - V_{\text{SITE}} - (F_{\text{aH,T}} + F_{\text{aH,R}}) - A_{\text{Ni}} \quad (\text{N.1})$$

Inserting parentheses around the antenna factor terms of Equation (27) shows that only the sum of the magnetic field antenna factors $F_{\text{aH,T}}$ and $F_{\text{aH,R}}$ is required, as per Equation (N.1). This permits use of a modified antenna calibration method, rather than the methods of CISPR 16-1-6. Calibrating both loop antennas as a pair has the advantage of potentially reducing the measurement uncertainty of the site validation measurement results.

The method is not intended for the calibration of a magnetic field antenna factor used for radiated disturbance measurements. Methods for the calibration of magnetic field antenna factors are given in CISPR 16-1-6.

N.2 Calibration procedure

If only one SIL measurement (see Figure N.1) between the two antennas is performed, Equation (N.1) is reduced to Equation (N.2):

$$F_{\text{aH,T}} + F_{\text{aH,R}} = A_i - A_{\text{Ni}} \quad (\text{N.2})$$

where

A_i is the SIL between the antennas; when measured using a network analyzer, the site insertion loss is given by:

$$A_i = -20 \lg |S_{21}| \quad \text{in dB};$$

A_{Ni} is the normalized site insertion loss in dB(m²/S²).

The antennas are set up in H_x orientation. The NSIL shall be derived with NEC; see Annex J. In the simulation the shape of the antenna, the size, and the feed point location shall be taken into account.

NOTE For non-circular loop antennas, this method shows a difference compared to the RSM method for the H_z orientation. The difference is equal to the electric field sensitivity in free space, and it can be corrected. This property can be estimated by numerical simulation; see J.2. It is the difference in the magnetic field antenna factor if the antenna is rotated around the Y-axis by 90° [32].

The distance between the antennas shall be between 0,3 m and 1 m. It is easy to maintain a sufficient signal to noise ratio in this distance range, and the influence of nearby objects is small.

The height above ground shall be at least 1,3 m. The ground plane shall be included in the NEC calculation of the NSIL.

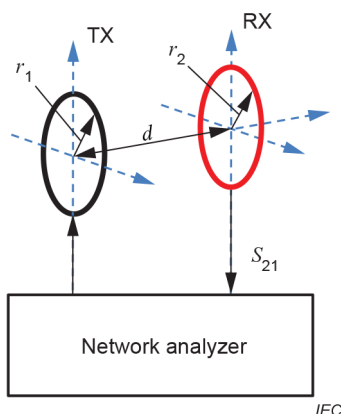


Figure N.1 – Antenna arrangement for the sum of antenna factors method

N.3 Measurement uncertainties

The measurand ($F_{aH,T} + F_{aH,R}$) is calculated per Equation (N.3), with the symbols described in Table N.1:

$$F_{aH,T} + F_{aH,R} = V_{\text{DIRECT}} - V_{\text{SITE}} - A_{\text{Ni}} + \delta V_{\text{M1}} + \delta V_{\text{M2}} + \delta V_{\text{M3}} + \delta V_{\text{i}} + \delta V_{\text{Pos}} \quad (\text{N.3})$$

Table N.1 – Example of an uncertainty budget for sum of antenna factors method

Input quantity	X_i	Uncertainty of x_i		$u(x_i)$	c_i	$ c_i u(x_i) $
		dB	Probability distribution function	dB		dB
VNA reading ¹	V_{DIRECT}	±0,01	Rectangular	0,006	1	0,006
VNA reading ²	V_{SITE}	±0,15	Rectangular	0,087	–1	0,09
NSIL values ³	A_{Ni}	±0,1	Normal ($k=2$)	0,05	–1	0,05
Mismatch: ⁴						
Port1 – Port2	δV_{M1}	±0,15	U-shaped	0,11	1	0,11
Port1 – Tx antenna	δV_{M2}	–0,28/+0,29	U-shaped	0,2	1	0,25
RX antenna – Port 2	δV_{M3}	±0,16	U-shaped	0,11	1	0,13
Site imperfection ⁵	δV_{i}	±0,1	Normal ($k = 2$)	0,05	1	0,05
Antenna positioning ⁶	δV_{Pos}	±0,21	Normal ($k = 1$)	0,21	1	0,21

Superscripts refer to the numbered NOTES of N.3.

Hence: $2u_c(F_{aH,T} + F_{aH,R}) = 0,6 \text{ dB}$.

NOTE 1 The uncertainty contribution from V_{DIRECT} is based on the specified trace noise and the influence of the noise floor given by the VNA manufacturer. Typically, the influence of the nonlinearity can be neglected. If this assumption is not valid, another contribution is taken into account based on the specification of the VNA manufacturer.

NOTE 2 For V_{SITE} , when a signal with a low magnitude is measured, the main influence is the noise. The value of the noise depends on the SNR. Due to the close vicinity of the antennas, the noise is not very critical.

NOTE 3 Further information on the accuracy of NSIL values A_{Ni} is given in Annex L.

NOTE 4 The assumption for the mismatch is a VNA return loss of 15 dB, a transmit antenna VSWR of 3:1, and a receive antenna VSWR of 1,5:1. 10 dB attenuators with a VSWR of 1,1:1 are used on the transmit antenna and the receive antenna.

NOTE 5 Due to the small distance between the antennas the contribution of site imperfection is small. Further information can be found in 5.2.3.2 of CISPR 16-1-6:2014/AMD2:2022.

NOTE 6 Combined influence of antenna size inaccuracy, and lateral and angular misalignment. The value is calculated using the Monte Carlo Method; see Annex J of CISPR 16-1-6:2014/AMD2:2022.

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of CISPR 16-1-4:2019+AMD1:2020+AMD2:2023 CSV

Bibliography

- [1] IEC 61169-8, *Radio-frequency connectors – Part 8: Sectional specification – RF coaxial connectors with inner diameter of outer conductor 6,5 mm (0,256 in) with bayonet lock – Characteristic impedance 50 Ω (type BNC)* (previously published as IEC 60169-8)
- [2] BEECKMAN, P. A., The influence of positioning tables on the results of radiated EMC measurements, *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Montreal, Quebec, Canada, 2001, p. 280-285
- [3] BURKE, G. J. and POGGIO, A.J., *Numerical Electromagnetic Code – Method of Moments*, Lawrence Livermore Laboratory, California, January, 1981
- [4] GARBE, H., *New EMC Test Facilities for Radiation Measurements, Review of Radio Science 1999-2002*, John Wiley & Sons, New York, 2002
- [5] MOSSHAMMER, P., *Untersuchung der Einflüsse des Messzubehörs und der Umgebung auf die Messunsicherheit bei der Messung der Störfeldstärke auf Freifeldmessplätzen (Investigation of the influences of the measuring accessories and the environment on the measurement uncertainty with the measurement of the perturbative field strength on free field measuring positions)*, Diplomarbeit an Fachhochschule für Technik und Wirtschaft Berlin (available only in German)
- [6] ETR 273-1-1:1998, *Electromagnetic compatibility and radio spectrum matters (ERM); Improvement of radiated methods of measurement (using test sites) and evaluation of the corresponding measurement uncertainties – Part 1: Uncertainties in the measurement of mobile radio equipment characteristics – Section 1: Introduction; Subclause 8.3.4.3: Antenna mast, turntable and mounting fixture*, ETSI Technical Report, European Telecommunications Standards Institute, Sophia Antipolis, France
- [7] MIL-STD-461A, *Electromagnetic Interference (EMI) Characteristics Requirements for Equipment*
- [8] ZOMBOLAS, C., The effects of table material on radiated field strength measurement reproducibility at open area test sites, *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Montreal, Quebec, Canada, 2001, p. 260-264
- [9] BERGERVOET J.R. and VAN VEEN, H., A Large-Loop Antenna for Magnetic Field Measurements, *Proceedings of the 8th International Zürich Symposium on Electromagnetic Compatibility*, March 1989, ETH Zentrum – IKT, 8092 Zürich, Switzerland, p. 29-34
- [10] SCHELKUNOFF, S.A. and FRIIS, H.T., *Antennas: Theory and Practice*, New York: John Wiley and Sons, Inc., 1952, p. 302-331
- [11] CLC/TR 50481, *Recommendations on filters for shielded enclosures*, CENELEC, April 2009
- [12] CLC/TR 50484, *Recommendations for shielded enclosures*, CENELEC, April 2009
- [13] prEN 50147-3:1998, *Electromagnetic Compatibility Basic Emission Standard, Part 3: Emission Measurements in Fully Anechoic Rooms*, TC210-WG4-9905, CENELEC, Brussels, January 1999
- [14] GARN, H., Müllner, W., Buchmayr, M., Site-Reference Method for EMC Test Site Validation, *Frequenz* 53, July-August 1999, p. 151

- [15] GISIN, F., Using ANSI C63.5 standard site method antenna factors for verifying ANSI C63.4 site attenuation requirements, *Proceedings of the IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Dallas, 9-13 August 1993, p. 313-314
- [16] GARN, H. F., BUCHMAYR, M., MÜLLNER, W. and RASINGER, J., Primary standards for antenna factor calibration in the frequency range 30 – 1 000 MHz, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, April 1997, vol. 46, no.2, p. 544-548
- [17] ALEXANDER, M.J., SALTER, M.J., LOADER, B.G., KNIGHT, D.A., Broadband calculable dipole reference antennas, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, February 2002, vol. 44, no.1, p. 45-58
- [18] FOEGELLE, M.D., Site validation theory 101: Techniques and methods, *Compliance Engineering*, July/August 2000, p. 42-53
www.ce-mag.com/archive/2000/julyaugust/Foegelle.html
- [19] ANSI C63.5-2017, American National Standard for Electromagnetic Compatibility–Radiated Emission Measurements in Electromagnetic Interference (EMI) Control–Calibration of Antennas (9 kHz to 40 GHz)
- [20] MENG, D., A, Fast Way to Accurately Calibrate Tunable Dipole Antennas at VHF, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, February 2018, vol. 60, no.1, p. 86-95
- [21] ~~CISPR 16-1-4/AMD1/FRAG1³, 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~~
Void
- [22] IEC 61000-4-20, *Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 4-20: Testing and measurement techniques – Emission and immunity testing in transverse electromagnetic (TEM) waveguides*
- [23] CISPR TR 16-3:2020, *Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods – Part 3: CISPR technical reports*
- [24] CISPR 11, *Industrial, scientific and medical equipment – Radio-frequency disturbance characteristics – Limits and methods of measurement*
- [25] Trautnitz, F.-W., Riedelsheimer, J., Erstellung eines Validierungsverfahrens für EMV Messplätze im Frequenzbereich von 9 kHz bis 30 MHz mit Magnetfeldantennen, *Internationale Fachmesse und Kongress für Elektromagnetische Verträglichkeit*, Düsseldorf, 11.-13.03.2014, e-emv.com, VDE Verlag GmbH
- [26] Kriz, A., Saturation of active loop antennas, *Electromagnetic Compatibility (EMC), 2016 IEEE International Symposium on*, 25-29 July 2016, IEEE
- [27] Voors, A., *NEC based antenna modeler and optimizer 4NEC2*, Version 5.8.16, <http://www.qsl.net/4nec2/>
- [28] Smith, A.A., German, R.F., Pate, J.B., Calculation of Site Attenuation from Antenna Factors, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. EMC-24, no. 3, Aug. 1982

³—Under preparation. Stage at the time of publication: CISPR CCGDV 16-1-4/AMD1/FRAG1:2018.

- [29] 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
- [30] 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>)
- [31] Kriz, A., Ground loops during site validation of anechoic rooms below 30 MHz, *Electromagnetic Compatibility (EMC), 2018 IEEE International Symposium*, 30 July – 3 August 2018, IEEE
- [32] FUJII, K., Basic characteristics of magnetic field antenna factor of loop antennas for EMI measurements, *IEICE Communications Express*, vol.11, no. 10, p.643-648, Oct. 2022
- [33] FUJII, K., Effects of feed gap arrangements of loop antennas on site validation for EMI measurements below 30 MHz, *IEICE Communications Express*, vol.11, no.11, Nov. 2022, p.721-726
- [34] ISHII, M., YOSHIDA, H., DANJO, Y., KUROKAWA, S., FUJII, K., A Study on Characteristics of Semi-anechoic Chambers below 30 MHz, *IEEE 2014 International Symposium on EMC – EMC Europe*, Sep. 2014, p.934-939

SOMMAIRE

AVANT-PROPOS	170
1 Domaine d'application	172
2 Références normatives	172
3 Termes, définitions et termes abrégés	173
3.1 Termes et définitions	173
3.2 Termes abrégés	179
4 Antennes pour la mesure des perturbations radioélectriques rayonnées	180
4.1 Généralités	180
4.2 Paramètre physique (mesurande) pour les mesures des perturbations rayonnées	181
4.3 Antennes pour la plage de fréquences comprises entre 9 kHz et 150 kHz	181
4.3.1 Généralités	181
4.3.2 Antenne à champ magnétique	181
4.3.3 Blindage de l'antenne cadre	183
4.4 Antennes pour la plage de fréquences comprises entre 150 kHz et 30 MHz	183
4.4.1 Antenne à champ électrique	183
4.4.2 Antenne à champ magnétique	183
4.4.3 Symétrisation et discrimination du champ électrique des antennes	184
4.5 Antennes pour la plage de fréquences comprises entre 30 MHz et 1 000 MHz	184
4.5.1 Généralités	184
4.5.2 Antenne à faible incertitude pour utilisation en cas de non-conformité présumée des limites d'intensité du champ électrique	184
4.5.3 Caractéristiques d'antenne	184
4.5.4 Symétrisation de l'antenne	187
4.5.5 Réponse de polarisation croisée de l'antenne	188
4.6 Antennes pour la plage de fréquences comprises entre 1 GHz et 18 GHz	190
4.6.1 Généralités	190
4.6.2 Antenne de réception	190
4.7 Montages d'antennes particuliers – Système d'antennes de grand diamètre	193
5 Emplacements d'essai pour la mesure du champ radioélectrique perturbateur dans la gamme de fréquences de 9 kHz à 30 MHz	193
5.1 Généralités	193
5.2 Environnement radiofréquence ambiant d'un emplacement d'essai	194
5.3 Distance de mesure et volume d'essai	194
5.4 Table d'essai et positionneur d'antenne	194
5.5 Procédure de validation de l'emplacement d'essai	194
5.5.1 Généralités	194
5.5.2 Perte d'insertion normalisée de l'emplacement (NSIL)	199
5.5.3 Méthode de site de référence	199
5.5.4 Critère d'acceptation	200
6 Emplacements d'essai pour la mesure du champ radioélectrique perturbateur dans la gamme de fréquences de 30 MHz à 1 000 MHz	200
6.1 Généralités	200
6.2 OATS	200
6.2.1 Généralités	200
6.2.2 Enceinte de protection contre les intempéries	201

6.2.3	Zone sans obstacle.....	201
6.2.4	Environnement radiofréquence ambiant d'un emplacement d'essai	203
6.2.5	Plan de sol.....	204
6.3	Aptitude des autres emplacements d'essai.....	204
6.3.1	Autres emplacements d'essai à plan de sol.....	204
6.3.2	Emplacements d'essai sans plan de sol (FAR).....	204
6.4	Validation des emplacements d'essai.....	205
6.4.1	Généralités	205
6.4.2	Vue d'ensemble des validations d'un emplacement d'essai	206
6.5	Paramètres de base de la méthode du NSA pour OATS et SAC.....	206
6.5.1	Equation générale et tableau des valeurs de NSA théoriques	206
6.5.2	Etalonnage de l'antenne	210
6.6	Méthode de site de référence pour OATS et SAC	210
6.6.1	Généralités	210
6.6.2	Antennes non admises pour les mesures par RSM	211
6.6.3	Détermination de l'affaiblissement de site de référence avec une paire d'antennes sur un REFTS	212
6.6.4	Détermination de l'affaiblissement de site de référence avec une paire d'antennes à l'aide d'une technique de moyennage sur un OATS de grandes dimensions.....	212
6.7	Validation d'un OATS par la méthode du NSA.....	216
6.7.1	Méthode de la fréquence discrète	216
6.7.2	Méthode par balayage de fréquence.....	217
6.8	Validation d'un OATS protégé contre les intempéries par une enceinte ou d'une SAC.....	217
6.9	Causes possibles de dépassement des limites d'acceptabilité de site	222
6.10	Validation de l'emplacement pour les FAR	223
6.10.1	Généralités	223
6.10.2	RSM pour les sites FAR.....	228
6.10.3	Méthode du NSA pour les sites FAR	230
6.10.4	Critère de validation de l'emplacement pour les sites FAR	232
6.11	Évaluation de la table d'essai et du pylône d'antenne	233
6.11.1	Généralités	233
6.11.2	Procédure d'évaluation de l'influence de la table d'essai	233
7	Emplacements d'essai pour la mesure des champs radioélectriques perturbateurs dans la gamme de fréquences de 1 GHz à 18 GHz.....	235
7.1	Généralités	235
7.2	Emplacement d'essai de référence.....	235
7.3	Validation des emplacements d'essai.....	235
7.3.1	Généralités	235
7.3.2	Critère d'acceptation pour la validation de l'emplacement	237
7.4	Exigences relatives à l'antenne pour la procédure d'essai normalisée avec le S_{VSWR}	237
7.4.1	Généralités	237
7.4.2	Antenne d'émission.....	238
7.4.3	Antennes et équipement d'essai pour la procédure d'essai inverse avec le S_{VSWR}	241
7.5	Positions exigées pour l'essai de validation de l'emplacement	241
7.5.1	Généralités	241

7.5.2	Description des positions de mesure de S_{VSWR} dans un plan horizontal (Figure 23).....	242
7.5.3	Description des positions supplémentaires de mesure de S_{VSWR} (Figure 24).....	243
7.5.4	Récapitulatif des positions de mesure de S_{VSWR}	244
7.6	Validation de l'emplacement de S_{VSWR} – procédure d'essai normalisée.....	247
7.7	Validation d'emplacement de S_{VSWR} – procédure d'essai inverse utilisant une sonde de champ isotrope	248
7.8	Exigences concernant la position conditionnelle des mesures de S_{VSWR}	250
7.9	Rapport d'essai de validation d'emplacement S_{VSWR}	251
7.10	Limites de la méthode de validation d'emplacement de S_{VSWR}	251
7.11	Autres emplacements d'essai.....	251
8	Dispositifs d'absorption en mode commun	252
8.1	Généralités	252
8.2	Mesures des paramètres S d'un CMAD	252
8.3	Montage d'essai de CMAD	252
8.4	Méthode de mesure utilisant l'étalonnage TRL	253
8.5	Spécification d'un CMAD du type à pince en ferrite	255
8.6	Vérification de la performance (dégradation) des CMAD en utilisant un analyseur de spectre et un générateur de poursuite	256
9	Chambre de réverbération pour la mesure de la puissance totale rayonnée.....	259
9.1	~~Généralités~~	~~259~~
9.2	~~Chambre~~	~~259~~
9.2.1	~~Dimensions et forme de la chambre~~	~~259~~
9.2.2	~~Porte, ouvertures dans les parois et équerres de montage~~	~~259~~
9.2.3	~~Agitateurs~~	~~259~~
9.2.4	~~Essai de rendement des agitateurs~~	~~259~~
9.2.5	~~Affaiblissement de couplage~~	~~259~~
10	~~Cellules Guides d'onde TEM pour les mesures d'immunité aux des perturbations rayonnées~~	~~262~~
Annexe A (normative)	Paramètres des antennes.....	263
A.1	Généralités	263
A.2	Antennes préférentielles	263
A.2.1	Généralités	263
A.2.2	Antenne calculable	263
A.2.3	Antennes à faible incertitude.....	264
A.3	Antennes doublets simples	264
A.3.1	Généralités	264
A.3.2	Doublet accordé.....	265
A.3.3	Doublet raccourci.....	265
A.4	Paramètres des antennes à large bande	267
A.4.1	Généralités	267
A.4.2	Type d'antenne	267
A.4.3	Spécification de l'antenne	268
A.4.4	Etalonnage de l'antenne	268
A.4.5	Informations pour les utilisateurs de l'antenne	268
Annexe B (xxx)	(Vide)	270
Annexe C (normative)	Système d'antennes de grand diamètre pour les mesures du courant induit par un champ magnétique dans la gamme de fréquences de 9 kHz à 30 MHz	271

C.1	Généralités	271
C.2	Construction d'un LLAS.....	271
C.3	Construction d'une antenne de grand diamètre (LLA).....	271
C.4	Validation ~~d'une~~ du LLAS	276
C.5	Construction de l'antenne doublet de vérification du LLAS	280
C.6	Facteurs de conversion	283
C.6.1	Généralités	285
C.6.2	Facteurs de conversion actuels pour un LLAS de diamètre non normalisé	285
C.6.3	Conversion du courant mesuré du LLAS en intensité du champ magnétique	287
C.7	Exemples	289
Annexe D (normative)	Détails de construction des emplacements d'essai en zone dégagée dans la gamme de fréquences de 30 MHz à 1 000 MHz (voir Article 6)	291
D.1	Généralités	291
D.2	Construction du plan de sol.....	291
D.2.1	Matériau	291
D.2.2	Rugosité	291
D.3	Servitudes de l'EUT	292
D.4	Construction de l'enceinte de protection contre les intempéries	292
D.4.1	Matériaux et attaches	292
D.4.1	Montages internes	293
D.4.2	Taille	293
D.4.3	Stabilité dans le temps et aux conditions climatiques	293
D.5	Table tournante et table d'essai	293
D.6	Installation du mât de l'antenne de réception	294
Annexe E (xxx) (Vide)		295
Annexe F (informative)	Fondement du critère des ± 4 dB pour l'acceptabilité d'un emplacement (voir Article 6)	296
F.1	Généralités	296
F.2	Analyse des erreurs	296
Annexe G (informative)	Exemples de bilans d'incertitude pour la validation d'emplacement d'un COMTS à l'aide de la RSM avec une paire d'antennes étalonnées (voir 6.6)	298
G.1	Grandeurs à étudier pour l'étalonnage de l'affaiblissement de site de référence avec une paire d'antennes à l'aide de la technique de moyennage	298
G.2	Grandeurs à étudier pour l'étalonnage de l'affaiblissement de site de référence avec une paire d'antennes à l'aide d'un REFTS	299
G.3	Grandeurs à étudier pour la validation du COMTS à l'aide de l'affaiblissement de site de référence avec une paire d'antennes	300
Annexe H (informative)	Définition de l'incertitude de mesure de la réponse de polarisation croisée	301
H.1	Généralités	301
H.2	Exemple d'estimation de l'incertitude	304
H.3	Justification des estimations des grandeurs d'entrée données dans le Tableau H.1 et le Tableau H.3	305
H.4	Mesurage de la XPR en dessous de 100 MHz sur un OATS	307
Annexe I (informative)	Incertitudes de mesure des résultats de validation du COMTS dans la plage de fréquences de 9 kHz à 30 MHz	308
I.1	Grandeurs à prendre en compte pour la validation du COMTS à l'aide de la méthode NSIL	308

I.2	Grandeurs à prendre en compte pour la validation du COMTS à l'aide de la méthode RSM	310
Annexe J (normative) Dérivation des valeurs de NSIL dans la plage de fréquences de 9 kHz à 30 MHz		313
J.1	Généralités	313
J.2	Facteur d'antenne à champ magnétique.....	313
J.3	Perte d'insertion de l'emplacement.....	315
J.4	Perte d'insertion normalisée de l'emplacement.....	316
J.5	Tableaux de NSIL	320
Annexe K (informative) Recommandations pour la conception des emplacements d'essai dans la plage de fréquences de 9 kHz à 30 MHz		325
K.1	Généralités	325
K.2	Dimensions et qualité du plan de sol.....	325
K.3	Zone sans obstacle.....	326
K.4	Zone sans résonance.....	326
Annexe L (informative) Exactitude des valeurs de NSIL dans la plage de fréquences de 9 kHz à 30 MHz		328
L.1	Généralités	328
L.2	Vérification croisée du NEC avec des formules analytiques	328
L.3	Versions recommandées du NEC.....	329
L.4	Instabilités à l'extrémité inférieure de la plage de fréquences.....	330
L.5	Méthodes d'extrapolation pour résoudre les instabilités	330
L.6	Réduction du nombre de segments pour résoudre les instabilités	330
Annexe M (informative) Exemple de calcul pour les SAC de 10 m qui ne satisfont pas au critère de ± 4 dB dans la plage de fréquences de 9 kHz à 30 MHz		331
Annexe N (normative) Étalonnage de la somme des facteurs d'antenne du champ magnétique dans la plage de fréquences de 9 kHz à 30 MHz.....		334
N.1	Généralités	334
N.2	Procédure d'étalonnage	334
N.3	Incertitudes de mesure	335
Bibliographie.....		337
Figure 34 – Exemple d'antenne-cadre de taille adaptée		182
Figure 1 – Représentation schématique du rayonnement de l'EUT atteignant une antenne LPDA directement et via réflexion sur le sol à un emplacement de 3 m, présentant la moitié de l'angle d'ouverture de faisceau, ϕ , au niveau du rayon réfléchi		186
Figure 2 – Exemple de diagramme de rayonnement dans le plan E d'une antenne RX dans la zone limite grisée pour une distance de 3 m et un EUT d'une largeur de 2 m.....		191
Figure 3 – Détermination de la largeur maximale exploitable de l'EUT dans le cadre de l'utilisation de l'ouverture de faisceau à mi-puissance		192
Figure 4 – Détermination de la hauteur maximale exploitable de l'EUT dans le cadre de l'utilisation de l'ouverture de faisceau à mi-puissance		192
Figure 35 – Disposition générale des trois orientations de mesure H_x , H_y et H_z , où d est la distance de mesure et h est la hauteur du point de référence		196
Figure 36 – Positions d'antenne.....		197
Figure 37 – Positions d'antenne.....		198
Figure 38 – Montage d'essai pour V_{DIRECT} avec amplificateur de puissance et atténuateur		199
Figure 5 – Zone sans obstacle d'un emplacement d'essai équipé d'une table tournante		202

Figure 6 – Zone sans obstacle avec EUT fixe	203
Figure 7 – Position des points d'essai pour un essai à des distances de 3 m et de 10 m	212
Figure 8 – Position des points d'essai appariés pour toutes les distances d'essai	214
Figure 9 – Exemple de choix de points d'essai appariés pour un essai à une distance de 10 m	215
Figure 10 – Représentation d'une étude de l'influence du mât d'antenne sur A_{PR}	215
Figure 11 – Positions types des antennes pour un OATS protégé contre les intempéries ou une SAC – mesures de validation en polarisation verticale.....	219
Figure 12 – Positions types des antennes pour un OATS protégé contre les intempéries ou une SAC – mesures de validation en polarisation horizontale.....	220
Figure 13 – Positions types des antennes pour un OATS protégé contre les intempéries ou une SAC – mesures de validation en polarisation verticale pour un EUT de faibles dimensions	221
Figure 14 – Positions types des antennes pour un OATS protégé contre les intempéries ou une SAC – mesures de validation en polarisation horizontale pour un EUT de faibles dimensions	222
Figure 15 – Positions de mesure pour la validation d'emplacement d'une FAR.....	225
Figure 16 – Exemple de position de mesure et d'inclinaison d'antenne pour la validation d'emplacement d'une FAR	227
Figure 17 – Montage de mesure du SA de référence type pour un emplacement d'essai en quasi espace libre	230
Figure 18 – NSA théorique en espace libre en fonction de la fréquence pour différentes distances de mesure [voir Equation (16)]	232
Figure 19 – Position de l'antenne par rapport au bord au-dessus d'une table d'essai rectangulaire (vue de dessus).....	235
Figure 20 – Position de l'antenne au-dessus de la table d'essai (vue de côté)	235
Figure 21 – Exemple de diagramme de rayonnement dans le plan E d'une antenne d'émission (à titre informatif uniquement).....	239
Figure 22 – Diagramme de rayonnement dans le plan H d'une antenne d'émission (exemple donné à titre informatif uniquement)	240
Figure 23 – Positions de mesure de S_{VSWR} dans un plan horizontal (voir description en 7.5.2)	242
Figure 24 – Positions de S_{VSWR} (exigences de hauteur).....	244
Figure 25 – Exigences concernant la position conditionnelle des mesures de S_{VSWR}	250
Figure 26 – Définition des plans de référence à l'intérieur du montage d'essai.....	253
Figure 27 – Les quatre configurations pour l'étalonnage TRL	255
Figure 28 – Limites pour l'amplitude de S_{11} , mesurée selon les dispositions de 8.1 à 8.3	256
Figure 29 – Exemple de conception d'adaptateur 50 Ω dans le flasque vertical du montage	257
Figure 30 – Exemple d'adaptateur avec symétriseur ou transformateur.....	258
Figure 31 – Exemple d'adaptateur avec réseau d'adaptation résistif	258
~~Figure 32 – Exemple d'agitateur à aubes type~~	~~259~~
~~Figure 33 – Gamme d'affaiblissement de couplage en fonction de la fréquence pour une chambre utilisant l'agitateur de la Figure 32~~	~~260~~
Figure A.1 – Facteurs d'antenne des doublets courts pour $R_L = 50 \Omega$	266
Figure C.1 – LLAS constitué de trois antennes de grand diamètre mutuellement perpendiculaires	273

Figure C.2 – LLA comportant deux fentes opposées, positionnées symétriquement par rapport à la sonde de courant	274
Figure C.3 – Construction de la fente de LLA.....	274
Figure C.4 – Exemple de construction de fente de LLA utilisant une bande de circuit imprimé pour obtenir une construction rigide.....	275
Figure C.5 – Construction du boîtier métallique renfermant la sonde de courant	275
Figure C.6 – Exemple montrant le cheminement de plusieurs câbles de l'EUT afin de réduire le plus possible le couplage capacitif entre les conducteurs et le LLAS.....	276
Figure C.7 – Les huit positions du doublet de vérification du LLAS durant la validation d'une LLA	278
Figure C.8 – Facteurs de validation ~~d'une LLA de 2 m de diamètre~~ de référence pour des boucles de 2 m, 3 m et 4 m de diamètre	279
Figure C.9 – Construction de l'antenne doublet de vérification du LLAS.....	282
~~Figure C.10 – Facteurs de conversion C_{dA} [pour la conversion en dB($\mu A/m$)] et C_{dV} [pour la conversion en dB($\mu V/m$)] pour deux distances de mesure normales d.....~~	~~286~~
~~Figure C.11 – Sensibilité S_D d'une antenne de grand diamètre d'un diamètre D par rapport à une antenne de grand diamètre ayant un diamètre de 2 m.....~~	~~288~~
Figure C.10 – Sensibilité S_D d'une LLA de diamètre D par rapport à une LLA de 2 m de diamètre	286
Figure C.11 – Facteur de conversion C_{dA} [pour la conversion en dB ($\mu A/m$)] pour trois distances de mesure normalisées d	288
Figure D.1 – Critère de Rayleigh pour la rugosité du plan de sol.....	292
Figure J.1 – Étude du rayon du fil, normalisé à 0,001 m.....	317
Figure J.2 – Étude de la position du point d'alimentation (non à l'échelle).....	318
Figure J.3 – Variation des valeurs de NSIL pour différents montages, à une distance de 3 m, $h = 1,3$ m.....	320
Figure J.4 – Spécification de la position du point d'alimentation pour les valeurs présentes dans les tableaux (non à l'échelle).....	321
Figure J.5 – Exemples de calcul, diamètre du cadre de 60 cm, position des points d'alimentation selon la Figure J.4.....	323
Figure K.1 – Dimensions minimales recommandées du plan de sol (vue du dessus).....	325
Figure K.2 – Zone sans obstacle recommandée (vue du dessus).....	326
Figure L.1 – Comparaison des valeurs de NSIL obtenues par formules analytiques et simulation informatique.....	329
Figure M.1 – Exemple de résultat de validation de l'emplacement.....	332
Figure M.2 – U_{lab} calculée à partir du résultat de validation de l'emplacement	333
Figure M.3 – Facteur de correction dépendant de la fréquence	333
Figure N.1 – Disposition des antennes pour la méthode de somme des facteurs d'antenne.....	335
Tableau 9 – Pas de fréquence maximal	195
Tableau 10 – Critère d'acceptation.....	200
Tableau 1 – Méthodes de validation d'emplacement applicables pour les emplacements de type OATS, à base d'OATS, SAC et FAR.....	205
Tableau 2 – Affaiblissement normalisé théorique de l'emplacement, A_N – Géométries recommandées pour les antennes à large bande ^a (1 de 2)	208
Tableau 3 – Exemple de modèle pour les ensembles de données A_{APR}	211
Tableau 4 – Pas de fréquence de la RSM	211

Tableau 5 – Dimensions maximales du volume d'essai en fonction de la distance d'essai	223
Tableau 6 – Gammes de fréquences et pas pour la validation d'emplacement d'une FAR.....	228
Tableau 7 – Désignations des positions de mesure de S_{VSWR} (1 de 3)	245
Tableau 8 – Exigences concernant les rapports de S_{VSWR}	251
Tableau C.1 – Facteurs de validation de référence de la Figure C.8 pour des boucles de 2 m, 3 m et 4 m de diamètre	280
Tableau C.2 – Sensibilité S_D d'une LLA de diamètre D par rapport à une LLA de 2 m de diamètre (Figure C.10).....	287
Tableau C.3 – Facteur de conversion de l'intensité du champ magnétique C_{dA} pour trois distances de mesure (Figure C.11).....	289
Tableau D.1 – Rugosité maximale pour des distances de mesure de 3 m, 10 m et 30 m	292
Tableau F.1 – Bilan d'erreur.....	296
Tableau G.1 – Etalonnage de l'affaiblissement de site de référence avec une paire d'antennes à l'aide de la technique de moyennage sur un OATS de grandes dimensions	298
Tableau G.2 – Etalonnage de l'affaiblissement de site de référence avec une paire d'antennes à l'aide du REFTS	299
Tableau G.3 – Validation du COMTS à l'aide de l'affaiblissement de site de référence avec une paire d'antennes	300
Tableau H.1 – Exemple d'estimation de l'incertitude pour le mesurage de la XPR dans une FAR avec des valeurs $a_{xpT} = 22$ dB, $a_{xpR} = 34$ dB définies par hypothèse.....	305
Tableau H.2 – Incertitudes dépendant des autres valeurs de A_{xpT} (autres hypothèses que celles retenues dans le Tableau H.1)	307
Tableau H.3 – Exemple d'estimation de l'incertitude pour un mesurage de la XPR sur un OATS avec des valeurs $a_{xpT} = 22$ dB, $a_{xpR} = 34$ dB définies par hypothèse	307
Tableau I.1 – Exemple de bilan d'incertitude de mesure pour la validation du COMTS à l'aide de la méthode NSIL	308
Tableau I.2 – Exemple de bilan d'incertitude de mesure pour la validation du COMTS à l'aide de la méthode RSM	311
Tableau J.1 – Exemples de calcul (diamètre du cadre de 60 cm, $d = 3$ m, $h = 1,3$ m)	323
Tableau J.2 – Exemples de calcul (diamètre du cadre de 60 cm, $d = 5$ m, $h = 1,3$ m)	323
Tableau J.3 – Exemples de calcul (diamètre du cadre de 60 cm, $d = 10$ m, $h = 1,3$ m)	324
Tableau K.1 – Épaisseur de peau pour certains matériaux pratiques à 9 kHz.....	326
Tableau L.1 – Mises en œuvre recommandées du NEC	329
Tableau L.2 – Instabilités observées	330
Tableau M.1 – Incertitude de mesure des résultats des perturbations rayonnées de 9 kHz à 30 MHz	331
Tableau M.2 – Influence de δA_i sur U_{lab}	331
Tableau N.1 – Exemple de bilan d'incertitude pour la méthode de somme des facteurs d'antenne.....	335

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 1-4: Appareils de mesure des perturbations radioélectriques et de l'immunité aux perturbations radioélectriques – Antennes et emplacements d'essai pour les mesures des perturbations rayonnées

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 son amendement a été préparée pour la commodité de l'utilisateur.

La CISPR 16-1-4 édition 4.2 contient la quatrième édition (2019-01) [documents CIS/A/1262/FDIS et CIS/A/1275/RVD], son amendement 1 (2020-06) [documents

CIS/A/1316/FDIS et CIS/A/1320/RVD] et son amendement 2 (2023-04) [documents CIS/A/1389/FDIS et CIS/A/1393/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.

Cette édition constitue une révision technique.

Cette édition inclut les modifications techniques majeures suivantes par rapport à l'édition précédente:

- des dispositions ont été ajoutées pour traiter la validation des emplacements d'essai dans la gamme de fréquences de 30 MHz à 1 000 MHz en utilisant la méthode de site de référence, pour tenir compte du diagramme de rayonnement de l'antenne de réception dans la gamme de fréquences de 1 GHz à 18 GHz, ainsi qu'une description plus détaillée de la validation des emplacements d'essai par la méthode du NSA avec des antennes à large bande dans la plage de fréquences de 30 MHz à 1 000 MHz.

La Norme internationale CISPR 16-1-4 a été établie par le sous-comité CISPR A: Mesures des perturbations radioélectriques et méthodes statistiques.

Elle a le statut d'une publication fondamentale en CEM conformément au Guide IEC 107, *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 1-4: Appareils de mesure des perturbations radioélectriques et de l'immunité aux perturbations radioélectriques – Antennes et emplacements d'essai pour les mesures des perturbations rayonnées

1 Domaine d'application

La présente partie de la CISPR 16 spécifie les caractéristiques et les performances des appareils de mesure de perturbations rayonnées dans la gamme de fréquences de 9 kHz à 18 GHz. Elle comprend les spécifications pour les antennes et les emplacements d'essai.

NOTE Conformément au Guide 107 de l'IEC, la CISPR 16-1-4 est une publication fondamentale en CEM destinée à être utilisée par les comités de produits de l'IEC. Comme indiqué dans le Guide 107, les comités de produits ont la responsabilité de déterminer s'il convient d'appliquer ou non cette norme d'essai en CEM. Le CISPR et ses sous-comités sont prêts à coopérer avec les comités de produits à l'évaluation de la valeur des essais d'immunité particuliers pour leurs produits.

Les exigences de cette publication s'appliquent à toutes les fréquences et à tous niveaux de perturbation rayonnée, dans les limites de la plage de lecture des appareils de mesure du CISPR.

Les méthodes de mesure sont traitées dans la Partie 2-3, des informations supplémentaires sur les perturbations radioélectriques sont données dans la Partie 3 et les incertitudes, les statistiques et la modélisation des limites sont couvertes par la Partie 4 de la CISPR 16.

2 Références normatives

Les documents suivants cités dans le texte constituent, pour tout ou partie de leur contenu, des exigences du présent document. 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 16-1-1:2019, *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*

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*
CISPR 16-1-5:2014/AMD1:2016

CISPR 16-1-6:2014, *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 – Etalonnage des antennes CEM*

CISPR 16-1-6:2014/AMD1:2016

CISPR 16-1-6:2014/AMD2:2022

CISPR 16-2-3:2016, *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 – Mesurages des perturbations rayonnées*

CISPR 16-2-3:2016/AMD1:2019

CISPR 16-2-3:2016/AMD2:20—

CISPR TR 16-3, *Spécifications des méthodes et des appareils de mesure des perturbations radioélectriques et de l'immunité aux perturbations radioélectriques – Partie 3: Rapports techniques du CISPR*

CISPR 16-4-2, *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 mesure CEM*

IEC 60050-161, *Vocabulaire Electrotechnique International (IEV) – Chapitre 161: Compatibilité électromagnétique*

IEC 61000-4-20, *Compatibilité électromagnétique (CEM) – Partie 4-20: Techniques d'essai et de mesure – Essais d'émission et d'immunité dans les guides d'onde TEM*

IEC 61000-4-21, *Compatibilité électromagnétique (CEM) – Partie 4-21: Techniques d'essai et de mesure – Méthodes d'essai en chambre réverbérante*

3 Termes, définitions et termes abrégés

Pour les besoins du présent document, les termes, les définitions et les termes abrégés dans CISPR 16-1-1, de la CISPR 16-1-5, de l'IEC 60050-161 ainsi que les suivants, s'appliquent.

L'ISO et l'IEC tiennent à jour des bases de données terminologiques destinées à être utilisées en normalisation, consultables aux adresses suivantes:

- IEC Electropedia: disponible à l'adresse <http://www.electropedia.org/>
- ISO Online browsing platform: disponible à l'adresse <http://www.iso.org/obp>

3.1 Termes et définitions

3.1.1

antenne

transducteur qui convertit l'énergie électromagnétique guidée de la ligne d'alimentation en onde rayonnée, et inversement

Note 1 à l'article: Dans le contexte du présent document, s'agissant des antennes pour lesquelles un symétriseur est intrinsèque au fonctionnement de l'antenne, le terme "antenne" inclut le symétriseur.

3.1.2

facteur d'antenne

FA

F_a

rapport entre l'intensité du champ électrique d'une onde plane incidente provenant de la direction correspondant à l'axe mécanique (c'est-à-dire l'axe principal de l'antenne) et la tension induite sur une charge spécifiée connectée à l'antenne, mesurée dans un environnement en espace libre

Note 1 à l'article: L'abréviation FA est utilisée comme terme général pour indiquer le facteur d'antenne, alors que F_a indique le FA de l'axe dans l'espace libre. Le FA est affecté par l'impédance de charge (en général de 50 Ω) connectée à l'antenne et dépend de la fréquence. Pour une antenne biconique, cette impédance pourrait atteindre

200 Ω. L'impédance des antennes sans symétriseur est égale à l'impédance de charge (généralement de 50 Ω). Le FA peut être affecté par le couplage mutuel de l'antenne au plan de sol et dépend de la directivité. Pour plus de détails, voir les définitions et 4.2 de la CISPR 16-1-6:2014.

Note 2 à l'article: La dimension physique du FA est m^{-1} et les données mesurées sont normalement exprimées en dB par rapport à 1/m [dB(m^{-1})]. Dans les mesures des perturbations rayonnées, si F_a est connu, le champ incident, E , peut être estimé à partir d'un relevé, V , d'un récepteur de mesure connecté à l'antenne comme suit:

$$E = V + F_a$$

où E est exprimé en dB($\mu V/m$), V en dB(μV) et F_a en dB(m^{-1}).

3.1.3

affaiblissement de site de référence avec une paire d'antennes

A_{APR}

~~ensemble de résultats de mesure d'affaiblissement de site correspondant~~ affaiblissement de site de 30 MHz à 1 GHz qui correspond aux polarisations verticale et horizontale, obtenu avec une paire d'antennes séparées par une distance ~~définie~~ spécifiée sur un emplacement d'essai en espace libre idéal, une antenne se trouvant à une hauteur fixe spécifiée au-dessus du plan de sol et l'autre antenne balayant une plage de hauteur spécifiée où la perte d'insertion ~~minimum~~ minimale est enregistrée

Note 1 à l'article: ~~A_{APR} est une grandeur d'influence pour le calcul d'incertitude des mesures de validation d'emplacement par la méthode RSM.~~

Note 2 à l'article: ~~Les mesures de A_{APR} sont comparées aux mesures d'affaiblissement de site correspondantes d'un emplacement d'essai de conformité (COMTS) pour évaluer les performances de ce COMTS.~~

Note 1 à l'article: Tandis que la valeur A_{APR} idéale repose sur un emplacement idéal, la valeur A_{APR} réelle est également mesurée à un REFTS (voir 6.6.3), ou à un OATS de grande taille (voir 6.6.4), et les valeurs mesurées sont utilisées comme référence pour comparer les résultats de mesure d'affaiblissement de site correspondants à un COMTS ainsi que pour déterminer l'aptitude d'un OATS à être utilisé dans le cadre de la méthode de site de référence (RSM, *Reference Site Method*).

Note 2 à l'article: A_{APR} étant défini à partir d'un OATS idéal, la différence entre l'OATS réel et un OATS idéal est traitée comme une contribution aux incertitudes.

3.1.4

point de référence de l'antenne

point médian d'une antenne à partir duquel est mesurée la distance entre cette antenne et l'appareil en essai (EUT) ou la deuxième antenne

Note 1 à l'article: Le point de référence de l'antenne est défini soit par le fabricant, à l'aide d'un repère sur les antennes LPDA, soit par le laboratoire d'étalonnage.

3.1.5

symétriseur

dispositif permettant de transformer une ligne de transmission non symétrique en une ligne de transmission symétrique, et inversement

Note 1 à l'article: Un symétriseur est utilisé, par exemple, pour coupler des éléments d'antenne symétriques à une ligne d'alimentation non symétrique (un câble coaxial, par exemple). Un symétriseur peut donner une transformation d'impédance inhérente différente de l'unité.

3.1.6

emplacement d'essai pour l'étalonnage

CALTS

emplacement d'essai en espace libre à plan de sol métallique présentant un affaiblissement de site en polarisation horizontale du champ électrique très précisément spécifié

Note 1 à l'article: Un CALTS est utilisé pour déterminer le facteur d'antenne en espace libre d'une antenne.

Note 2 à l'article: L'abréviation "CALTS" est dérivée du terme anglais développé correspondant "CALibration Test Site".

3.1.7

dispositif d'absorption en mode commun

CMAD

dispositif qui peut être appliqué sur des câbles à leur sortie du volume d'essai au cours des mesures des perturbations rayonnées pour réduire l'incertitude de conformité

Note 1 à l'article: L'abréviation "CMAD" est dérivée du terme anglais développé correspondant "Common Mode Absorption Device".

3.1.8

emplacement d'essai de conformité

COMTS

environnement qui garantit des résultats de mesure valides et reproductibles des perturbations en champ électrique produites par des appareils en essai afin d'évaluer leur conformité à des limites

Note 1 à l'article: L'abréviation "COMTS" est dérivée du terme anglais développé correspondant "COMpliance Test Site".

3.1.9

réponse en polarisation croisée

XPR

mesure de la réjection par l'antenne du champ à polarisation croisée lorsque l'antenne subit une rotation dans un champ électromagnétique à polarisation linéaire de phase et d'amplitude uniformes au-dessus de l'ouverture de l'antenne en essai

Note 1 à l'article: L'abréviation "XPR" est dérivée du terme anglais développé correspondant "cross-Polar Response".

3.1.10

volume d'EUT

cylindre défini par le diamètre et la hauteur limites de l'EUT et qui inclut entièrement toutes les parties de l'EUT réel, y compris les chemins de câbles et 1,6 m de longueur de câble (30 MHz à 1 GHz) et 0,3 m de longueur de câble (1 GHz et plus)

Note 1 à l'article: Le volume d'essai fait partie des nombreux critères limitatifs du volume d'EUT (voir CISPR 16-2-3).

Note 2 à l'article: Le diamètre du volume d'EUT est D (diamètre limite) et sa hauteur est h .

3.1.11

enceinte complètement anéchoïque

FAR

enceinte dont les six surfaces internes sont tapissées par un matériau absorbant l'énergie des radiofréquences (c'est-à-dire un absorbant RF) qui atténue l'énergie électromagnétique dans la gamme de fréquences concernée

Note 1 à l'article: Pour la mesure des perturbations rayonnées en général, il convient de construire la FAR à l'intérieur d'une enceinte blindée.

Note 2 à l'article: L'abréviation "FAR" est dérivée du terme anglais développé correspondant "Fully-Anechoic Room".

3.1.12

antenne hybride

antenne composée d'une section de réseau de doublets log-périodiques (LPDA) à élément filaire et d'un doublet à large bande

Note 1 à l'article: L'élément le plus long de la section LPDA est en général résonant à environ 200 MHz, et le bras est rallongé à l'extrémité du circuit ouvert pour alimenter la section de doublet à large bande raccordée (biconique ou en forme de nœud papillon, par exemple). Dans la gamme comprise entre 30 MHz et 200 MHz, le doublet à large bande donne des performances analogues à celles d'une antenne biconique, notamment dans la variation du facteur d'antenne en fonction de la hauteur.

Note 2 à l'article: Une inductance à noyau commun est en général utilisée à l'extrémité du circuit ouvert (c'est-à-dire à l'arrière) du bras pour réduire le plus possible les courants RF parasites (non voulus) sur le conducteur extérieur du câble coaxial qui pénètrent dans le récepteur de mesure.

3.1.13

emplacement d'essai en espace libre idéal

emplacement d'essai en espace libre ayant un plan de sol parfaitement plat, parfaitement conducteur et de surface infinie, et ne comportant pas d'objet réfléchissant à l'exception du plan de sol

Note 1 à l'article: Un ~~emplacement d'essai en espace libre~~ (OATS) idéal est un concept théorique qui est utilisé dans la définition ~~du des~~ mesurandes A_{APR} , A_{LPR} , et dans le calcul de l'affaiblissement normalisé ~~théorique~~ A_N et de la perte d'insertion normalisée Ani_{Ni} des sites à plan de sol.

3.1.14

perte d'insertion

perte due à l'insertion d'un dispositif dans une ligne de transmission, exprimée comme le rapport des tensions immédiatement avant et après le point d'insertion d'un dispositif en essai, avant et après l'insertion

Note 1 à l'article: La perte d'insertion est égale à l'inverse du paramètre S de transmission, $|1/S_{21}|$.

3.1.15

antenne à faible incertitude

antenne biconique ou LPDA robuste satisfaisant aux exigences de performance d'équilibrage et de XPR du présent document et dont le facteur d'antenne a une incertitude meilleure que 0,5 dB, utilisée pour la mesure de l'intensité du champ électrique en un point défini de l'espace

Note 1 à l'article: Les antennes à faible incertitude sont décrites de manière plus détaillée en A.2.3.

3.1.16

axe de visée mécanique

sens de l'axe de visée

axe de visée

direction du faisceau principal définie par les propriétés géométriques 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.

3.1.17

niveau zéro

minimum d'un niveau de signal résultant de la somme vectorielle des signaux directs et des signaux réfléchis sur le plan de masse 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 plan de masse. 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 plan de masse sont en opposition de phase, ce qui peut entraîner des incertitudes importantes dans le calcul de la mesure du champ électrique. Un niveau zéro s'étend de 90° à 180° à l'extérieur de la phase. A 90°, la profondeur de niveau zéro est d'environ 6 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).

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 nœud (d'une onde stationnaire) comme étant lieu des points d'un milieu de propagation où, lorsque deux ondes produisent une onde stationnaire, la somme vectorielle des valeurs, pour ces deux ondes, d'une même grandeur de champ spécifiée a un module minimal.

3.1.18

site d'essai en quasi espace libre

installation pour les mesures des perturbations rayonnées, destinée à réaliser des conditions d'espace libre

Note 1 à l'article: Les réflexions indésirables provenant de l'environnement sont maintenues à un niveau minimal afin de satisfaire au critère d'acceptation de site applicable à la mesure des perturbations rayonnées prise en compte.

3.1.19

emplacement d'essai de référence

REFTS

emplacement d'essai en espace libre à plan de sol métallique présentant un affaiblissement de site en polarisation horizontale et verticale du champ électrique très précisément spécifié

Note 1 à l'article: Les mesures d'affaiblissement d'emplacement d'un REFTS sont utilisées pour la comparaison avec les mesures correspondantes d'affaiblissement d'emplacement d'un emplacement d'essai de conformité, afin d'évaluer les performances de l'emplacement d'essai de conformité.

Note 2 à l'article: L'abréviation "REFTS" est dérivée du terme anglais développé correspondant "REference Test Site".

3.1.20

coefficient de réflexion

rapport d'une grandeur commune entre ondes progressives réfléchies et incidentes

Note 1 à l'article: Ainsi, le coefficient de réflexion en tension est défini comme le rapport de la tension complexe de l'onde réfléchie sur la tension complexe de l'onde incidente. Le coefficient de réflexion en tension est égal au paramètre de dispersion S_{11} .

3.1.21

antenne doublet résonante

antenne doublet accordée

antenne composée de deux conducteurs droits et colinéaires de même longueur, placés bout à bout, séparés par un petit espacement composant 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 présente une réactance nulle quand le doublet est situé en espace libre

3.1.22

paramètres de dispersion

paramètres S

jeu de quatre paramètres utilisés pour décrire les propriétés d'un réseau à deux accès inséré dans une ligne de transmission

3.1.23

chambre semi-anéchoïque

SAC

enceinte protégée dans laquelle cinq des six surfaces intérieures sont garnies d'un matériau absorbant l'énergie aux fréquences radioélectriques (c'est-à-dire un absorbeur RF) qui absorbe l'énergie électromagnétique dans la gamme de fréquences concernée et dont la surface horizontale inférieure est un plan de sol conducteur destiné à être utilisé avec un équipement d'essai OATS

Note 1 à l'article: L'abréviation "SAC" est dérivée du terme anglais développé correspondant "Semi-Anechoic Chamber".

3.1.24

méthode d'étalonnage "short-open-load-through"

SOLT

méthode d'étalonnage "through-open-short-match"

TOSM

méthode d'étalonnage pour analyseur de réseau vectoriel utilisant trois impédances de référence connues – court-circuit, circuit ouvert, et charge adaptée, et une norme de transmission unique – connexion directe

Note 1 à l'article: La méthode SOLT est largement utilisée et les kits d'étalonnage nécessaires avec des composants d'impédance caractéristique de 50Ω sont très répandus. Un modèle complet de correction d'erreur pour deux accès comprend six termes d'erreur pour chacune des voies, transmission et réflexion, soient douze termes d'erreur distincts au total, ce qui exige douze mesures de référence pour réaliser l'étalonnage.

Note 2 à l'article: L'abréviation "SOLT" est dérivée du terme anglais développé correspondant "short-open-load-through".

Note 3 à l'article: L'abréviation "TOSM" est dérivée du terme anglais développé correspondant "through-open-short-match".

3.1.25

affaiblissement de l'emplacement

SA

A_s

perte d'insertion d'emplacement minimale mesurée entre deux antennes adaptées en polarisation situées à un emplacement d'essai 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 3.1.26) et "affaiblissement de l'emplacement" décrivent essentiellement la même mesure. Toutefois, le terme "affaiblissement de l'emplacement" (SA) est utilisé dans le cadre d'une recherche d'une "perte d'insertion de l'emplacement" (SIL) minimal entre une paire d'antennes lorsqu'une antenne a été analysée à une certaine hauteur au-dessus du plan de sol.

Note 2 à l'article: L'abréviation "SA" est dérivée du terme anglais développé correspondant "Site Attenuation".

3.1.26

perte d'insertion de l'emplacement

SIL

A_i

perte de transmission entre deux antennes adaptées en polarisation lorsqu'une connexion électrique directe entre la sortie du générateur de signal et l'entrée du récepteur de mesure est remplacée par une antenne d'émission et une antenne de réception placées aux positions spécifiées sur un emplacement d'essai

Note 1 à l'article: L'abréviation "SIL" est dérivée du terme anglais développé correspondant "Site Insertion Loss".

Note 2 à l'article: Pour les antennes-cadres, les positions de leurs points d'alimentation doivent être celles spécifiées dans le présent document.

3.1.27

volume d'essai

volume validé à l'intérieur d'un dispositif d'essai dans lequel un EUT (appareil en essai) peut être placé

Note 1 à l'article: Les procédures de validation fournies dans le présent document permettent de déterminer le volume d'essai.

Note 2 à l'article: Le volume d'essai tel qu'il est défini dans le présent document est de forme cylindrique. Des formes différentes ont été définies dans d'autres documents, par exemple une forme cubique dans l'IEC 61000-4-20 [22] (guides d'onde TEM).

3.1.28

étalonnage "through-reflect-line" (TRL)

méthode d'étalonnage pour un analyseur de réseau vectoriel utilisant trois références d'impédance connues "de transmission", "de réflexion" et "de ligne" pour l'étalonnage interne ou externe du VNA (analyseur de réseau vectoriel)

Note 1 à l'article: Quatre mesures de référence sont nécessaires pour cet étalonnage.

Note 2 à l'article: L'abréviation "TRL" est dérivée du terme anglais développé correspondant "through-reflect-line".

3.1.29

analyseur de réseau vectoriel

VNA

analyseur de réseau capable de mesurer des valeurs complexes des quatre paramètres S , S_{11} , S_{12} , S_{21} , S_{22}

Note 1 à l'article: L'abréviation "VNA" est dérivée du terme anglais développé correspondant "Vector Network Analyzer".

3.1.30

perte d'insertion de l'emplacement de référence avec une paire d'antennes

A_{LPR}

perte d'insertion de l'emplacement de 9 kHz à 30 Mhz pour trois orientations avec une paire d'antennes séparées par une distance spécifiée à un emplacement d'essai en espace libre idéal, les deux antennes se trouvant à une hauteur fixe spécifiée au-dessus du plan de sol, et avec des positions spécifiées des points d'alimentation

Note 1 à l'article: Alors qu'une perte idéale A_{LPR} est basée sur un emplacement idéal, A_{LPR} est mesuré à un REFTS (voir 5.5.3) et les résultats de mesure sont utilisés comme référence afin de comparer les résultats de mesure de perte d'insertion de l'emplacement correspondant à un emplacement d'essai de conformité (COMTS) pour évaluer les performances de ce COMTS.

Note 2 à l'article: A_{LPR} étant défini à partir d'un OATS idéal, la différence entre l'OATS réel et un OATS idéal est traitée comme une contribution aux incertitudes.

3.1.31

point d'alimentation (d'une antenne-cadre blindée)

position de la fente dans le blindage de l'antenne-cadre

Note 1 à l'article: Le point d'alimentation d'une antenne-cadre blindée joue un rôle important pour assurer un montage correct. La position du point d'alimentation a une influence sur la perte d'insertion de l'emplacement entre deux antennes à champ magnétique [33].

Note 2 à l'article: Pour la simulation à l'aide du NEC [27], la source de l'antenne d'émission et la charge de l'antenne de réception sont placées à cet endroit.

3.2 Termes abrégés

La liste suivante définit les abréviations utilisées dans le présent document qui ne sont pas déjà définies en 3.1.

AUT	antenna under test (antenne en essai)
DANL (Displayed Average Noise Level)	niveau de bruit moyen affiché
DRH	double ridged horn (cornet à double strie)
EUT	equipment under test (matériel en essai)
FSOATS	free-space OATS (emplacement d'essai en zone dégagée en espace libre)
PH	polarisation horizontale
LLA	large-loop antenna (antenne de grand diamètre)
LLAS	large-loop antenna system (système de grande antenne-cadre)

LPDA	log-periodic dipole array (réseau de doublets log-périodiques)
NSA	normalised site attenuation (affaiblissement normalisé de l'emplacement)
NSIL (Normalized Site Insertion Loss)	perte d'insertion normalisée de l'emplacement
OATS	open-area test site (emplacement d'essai en espace libre)
PDF	probability density function (fonction de densité de probabilité)
RF	radiofréquence
RSM	reference site method (méthode de site de référence)
RX	receive (réception)
S_{VSWR}	site voltage standing wave ratio (rapport d'ondes stationnaires en tension de l'emplacement)
TX	transmit (émission)
VP	vertical polarization (polarisation verticale)
ROS	rapport d'ondes stationnaires en tension
XP	cross polarization (polarisation croisée)

4 Antennes pour la mesure des perturbations radioélectriques rayonnées

4.1 Généralités

Des antennes du type de celles qui sont utilisées pour les mesures des perturbations rayonnées, ayant été étalonnées, doivent être utilisées pour mesurer le champ, en tenant compte de leurs diagrammes de rayonnement et du couplage mutuel avec leurs environnements. L'antenne et les circuits insérés entre elle et le récepteur de mesure ne doivent pas affecter de manière appréciable les caractéristiques globales du récepteur de mesure. Lorsque l'antenne est connectée au récepteur de mesure, le système de mesure doit être conforme aux exigences de bande passante de la CISPR 16-1-1 pour la bande de fréquences concernée.

L'antenne doit être polarisée linéairement. Elle doit être orientable de façon à pouvoir effectuer la mesure du rayonnement incident suivant toutes les directions de polarisation. La hauteur du centre de l'antenne au-dessus du sol ou au-dessus de l'absorbant dans une FAR peut devoir être réglable pour répondre à une procédure de mesure spécifique.

La précision de mesure de champ d'un champ uniforme d'un signal sinusoïdal doit être meilleure que ± 3 dB lorsqu'on utilise une antenne conforme aux exigences du présent paragraphe avec un récepteur de mesure conforme aux exigences de la CISPR 16-1-1.

NOTE Cette exigence ne comprend pas l'influence de l'emplacement d'essai.

Voir Annexe A pour plus d'informations sur les paramètres des antennes à large bande.

4.2 Paramètre physique (mesurande) pour les mesures des perturbations rayonnées

Le paramètre physique, pour les mesures des perturbations rayonnées faites par rapport à une limite de perturbation exprimée en volts par mètre est l'intensité du champ électrique mesuré en un point défini de l'espace par rapport à la position de l'appareil en essai (EUT). De manière plus spécifique, pour les mesures dans la gamme de fréquences de 30 MHz à 1 000 MHz sur un emplacement d'essai en zone dégagée (OATS) ou dans une chambre semi-anéchoïque (SAC), la grandeur à mesurer est le champ maximal en fonction des polarisations horizontale et verticale et à des hauteurs comprises entre 1 m et 4 m, et à une distance horizontale de 10 m de l'EUT, tandis que l'EUT subit une rotation selon tous les angles du plan azimutal.

4.3 Antennes pour la plage de fréquences comprises entre 9 kHz et 150 kHz

4.3.1 Généralités

L'expérience a montré que, dans cette gamme de fréquences, c'est la composante magnétique du champ qui est à l'origine de la plupart des perturbations observées.

4.3.2 Antenne à champ magnétique

4.3.2.1 Généralités

~~Pour la mesure de la composante magnétique du rayonnement, une antenne cadre blindée électriquement de dimensions telles que l'antenne puisse s'inscrire entièrement dans un carré de 60 cm de côté, ou bien une antenne appropriée à bâtonnets de ferrite, peut être utilisée.~~

Une antenne-cadre blindée de dimensions telles que l'antenne-cadre puisse s'inscrire entièrement dans un carré de 60 cm de côté doit être utilisée. Le blindage, à l'exception de l'unité électronique comprenant les éléments de montage mécanique et les câbles raccordés, doit être pris en compte lors de l'application du critère de taille; voir Figure 34.

Pour la validation des emplacements conformément au 5.5, l'antenne-cadre ne doit présenter qu'une seule spire.

NOTE 1 La dérivation des valeurs de NSIL décrite à l'Annexe J est moins compliquée et plus exacte pour les cadres à une seule spire.

L'unité d'intensité de champ magnétique est le $\mu\text{A/m}$. En unités logarithmiques, H est exprimé en dB ($\mu\text{A/m}$), soit 20 fois le logarithme ~~du niveau~~ de l'intensité de champ mesurée. La limite de perturbation associée doit être exprimée dans les mêmes unités.

NOTE Des mesures directes de la composante de champ magnétique ~~du champ~~ rayonné, en dB ($\mu\text{A/m}$) ou en $\mu\text{A/m}$, peuvent être effectuées dans toutes les conditions, c'est-à-dire en champ proche ou en champ lointain [32]. Toutefois, ~~de nombreux récepteurs de mesure de champ sont étalonnés par rapport au champ électrique équivalent pour une onde plane en dB ($\mu\text{V/m}$), c'est-à-dire en prenant pour hypothèse un rapport des composantes E et H de $120 \pi \Omega$ ou 377Ω . Les calculs de H sont les suivants:~~

$$H = \frac{E}{377 \Omega} \quad (1)$$

~~où H est généralement exprimé en $\mu\text{A/m}$ et E en $\mu\text{V/m}$.~~

~~Pour les mesures en dB:~~

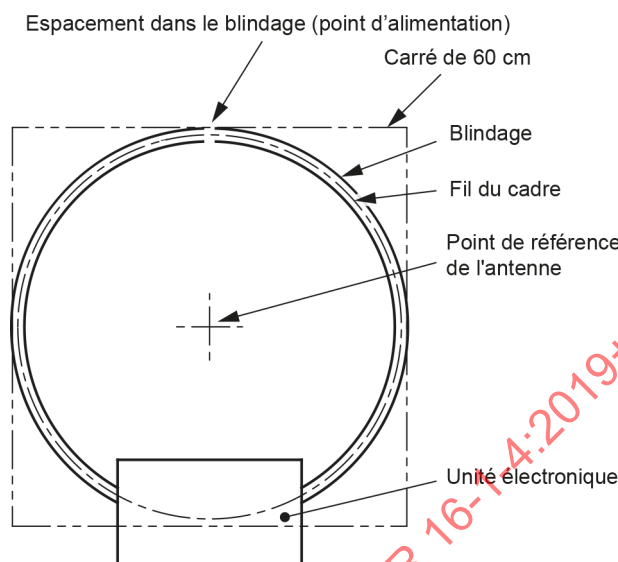
$$H = E - 51,5 \quad (2)$$

~~où H est exprimé en dB ($\mu\text{A/m}$) et E en dB ($\mu\text{V/m}$).~~

~~L'impédance utilisée dans les conversions ci-dessus, $Z = 377 \Omega$, avec $20 \lg Z = 51,5 \text{ dB}(\Omega)$, est une constante provenant de l'étalonnage des appareils de mesure de champ indiquant le champ magnétique en $\mu\text{V/m}$ (ou en dB($\mu\text{V/m}$)).~~

Le point de référence de l'antenne-cadre blindée est spécifié comme étant le point central du cercle ou du rectangle formé par le cadre, sans tenir compte des symétriseurs raccordés ou des éléments de montage mécanique.

L'antenne à champ magnétique doit être étalonnée conformément à la CISPR 16-1-6 pour déterminer le facteur d'antenne à champ magnétique. Le facteur d'antenne à champ magnétique est exigé pour la validation des emplacements conformément au 5.5, ainsi que pour les mesures des perturbations rayonnées conformément à la CISPR 16-2-3.



NOTE Cet exemple représente l'antenne-cadre circulaire de diamètre maximal qui satisfait encore au critère de taille.

Figure 34 – Exemple d'antenne-cadre de taille adaptée

4.3.2.2 Considérations relatives aux antennes actives

En principe, une antenne active peut être considérée comme une antenne passive avec un préamplificateur. L'Annexe J de la CISPR 16-1-1:2019 décrit les problèmes qui peuvent survenir lorsque des préamplificateurs sont utilisés. Une plage dynamique plus étendue est exigée, en particulier lors du mesurage de signaux pulsés.

En cas d'utilisation d'antennes actives, il est recommandé d'utiliser les types équipés d'un indicateur de surcharge. Dans ce cas, l'indicateur doit être observé de manière à détecter toute situation de surcharge et à prendre des mesures pour la corriger.

Sinon, la tension de sortie de l'antenne doit être vérifiée simultanément à l'aide d'un oscilloscope, en utilisant un connecteur en T pour diviser le câble de réception. Ce connecteur en T doit être raccordé directement à l'entrée d'un oscilloscope et la deuxième sortie au récepteur par l'intermédiaire d'un câble. L'oscilloscope doit être réglé sur une impédance d'entrée élevée afin de réduire le plus possible toute influence sur le résultat de mesure. Le point de déclenchement de l'oscilloscope doit être réglé sur une tension correspondant au point de compression de 1 dB de l'antenne active. La mesure est par hypothèse admise comme étant valide si aucun événement déclencheur ne se produit pendant toute la durée de mesure.

NOTE L'influence de l'impédance d'entrée de l'oscilloscope sur le résultat de mesure est négligeable. Pour 1 M Ω en parallèle avec 20 pF, l'erreur est inférieure à 0,04 dB.

Un répartiteur de puissance résistif peut être utilisé à la place d'un connecteur en T. Dans ce cas, l'impédance d'entrée de l'oscilloscope doit être réglée sur 50 Ω . Le bruit de fond du système peut être augmenté en insérant une perte de 6 dB entre l'antenne et le récepteur. La

perle à travers le répartiteur de puissance doit être prise en compte lors de la détermination du niveau de champ magnétique mesuré (c'est-à-dire additionnée au niveau mesuré par le récepteur).

L'intensité de champ mesurable la plus élevée est généralement indiquée dans la fiche technique de l'antenne, qui doit être vérifiée afin de s'assurer de sa validité pour l'ensemble de la plage de fréquences de mesure.

Le rapport entre la valeur de crête de l'intensité de champ et la puissance de la fréquence fondamentale dépend du type de perturbation. Pour les signaux à modulation de largeur d'impulsion en particulier, cette valeur peut atteindre 30 dB ou plus; voir [26]. La valeur de crête d'un signal de perturbation doit être prise en compte dans l'étude de la surcharge.

L'utilisation d'une antenne active peut ne pas être nécessaire à des distances de mesure de 3 m ou 5 m. Les antennes passives peuvent être adaptées pour fournir un rapport signal sur bruit suffisant.

4.3.3 Blindage de l'antenne cadre

Un blindage inapproprié d'une antenne cadre peut donner lieu à une réponse de champ électrique. La discrimination du champ électrique de l'antenne doit être évaluée par une rotation de l'antenne dans un champ uniforme, de manière que le plan du cadre reste parallèle au vecteur du champ électrique. Lorsque le plan de l'antenne cadre est perpendiculaire au flux magnétique et qu'ensuite l'antenne subit une rotation de manière que son plan soit parallèle au flux magnétique, la réponse mesurée doit décroître d'au moins 20 dB.

4.4 Antennes pour la plage de fréquences comprises entre 150 kHz et 30 MHz

4.4.1 Antenne à champ électrique

Pour la mesure de la composante électrique du rayonnement, une antenne symétrique ou dissymétrique peut être utilisée. Si une antenne dissymétrique est utilisée, la mesure se rapporte uniquement à l'effet du champ électrique sur une antenne unipolaire (fouet). Le type d'antenne utilisé doit être indiqué en même temps que le résultat des mesures.

Les informations relatives au calcul des caractéristiques de performance d'une antenne unipolaire (fouet) et à la caractérisation de son réseau d'adaptation sont données dans la CISPR 16-1-6. La CISPR 16-1-6 indique que le facteur d'antenne obtenu avec la méthode Equivalent Capacitance Substitution Method (substitution d'une capacité équivalente) (ECSM) présente des incertitudes plus élevées pour les longueurs unipolaires supérieures à un huitième de longueur d'onde.

L'unité de champ électrique doit être le $\mu\text{V/m}$. En unités logarithmiques, E doit être exprimé en dB ($\mu\text{V/m}$), soit 20 fois le logarithme du niveau de champ mesuré. La limite de perturbation associée doit être exprimée dans les mêmes unités.

4.4.2 Antenne à champ magnétique

Pour la mesure de la composante magnétique du rayonnement, l'antenne cadre blindée électriquement décrite en 4.3.2 doit être utilisée.

NOTE Les antennes cadres accordées, électriquement symétriques, peuvent être utilisées pour effectuer des mesures pour des champs magnétiques aussi faibles que $-51,5$ dB ($\mu\text{A/m}$) en utilisant une détection QP dans la gamme de fréquences de 1,6 MHz à 30 MHz, c'est-à-dire plus faibles que les antennes cadres non accordées, électriquement blindées, où le niveau de bruit est approximativement 25 dB plus grand.

4.4.3 Symétrisation et discrimination du champ électrique des antennes

Si une antenne à champ électrique symétrique est utilisée, elle doit satisfaire aux exigences de 4.5.4. Si une antenne à champ magnétique symétrique est utilisée, elle doit satisfaire aux exigences de 4.3.3

4.5 Antennes pour la plage de fréquences comprises entre 30 MHz et 1 000 MHz

4.5.1 Généralités

Dans cette gamme de fréquences, les mesures concernent l'intensité du champ électrique, c'est pourquoi les antennes à champ magnétique ne sont pas incluses. L'antenne doit être une antenne analogue à un doublet conçue pour mesurer l'intensité du champ électrique, et le facteur d'antenne en espace libre doit être utilisé. Les types d'antennes comprennent:

- des antennes doublet accordées dont les paires d'éléments sont soit des fouets droits soit de forme conique;
- des doublets réseau comme les antennes réseau de doublets log-périodiques (LPDA), comprenant une série de jeux échelonnés d'éléments de fouet droit;
- des antennes hybrides.

4.5.2 Antenne à faible incertitude pour utilisation en cas de non-conformité présumée des limites d'intensité du champ électrique

Pour diminuer l'incertitude de mesure, il est préférable d'utiliser l'intensité de champ électrique mesurée par une antenne biconique type ou par une antenne LPDA, en particulier par rapport à celle mesurée par des antennes hybrides. Les antennes types biconiques et LPDA sont définies dans l'Annexe A, et seules les antennes étalonnées doivent être utilisées.

NOTE 1 Des incertitudes améliorées sont obtenues en utilisant une antenne biconique dans la gamme de fréquences de 30 MHz à 250 MHz et une antenne LPDA dans la gamme de fréquences de 250 MHz à 1 GHz. Sinon, une fréquence de transfert de 200 MHz peut être utilisée, mais les incertitudes dues aux variations de centre de phase de la LPDA seront supérieures.

NOTE 2 L'incertitude de mesure des perturbations rayonnées provenant d'un EUT dépend de nombreux facteurs d'influence différents comme la qualité de l'emplacement, l'incertitude du facteur d'antenne, le type d'antenne et les caractéristiques du récepteur de mesure. La raison qui prévaut à la définition d'antennes à faible incertitude est de limiter d'autres influences d'antenne sur l'incertitude de mesure, comme l'effet du couplage mutuel avec un plan de sol, le diagramme de rayonnement par rapport au balayage de la hauteur et à la position variable du centre de phase. La vérification des effets de ces influences est réalisée en comparant les valeurs lues des deux antennes à la fréquence de commutation choisie, dont il convient qu'elle donne la même valeur pour l'intensité du champ électrique dans les limites d'une marge de ± 1 dB.

4.5.3 Caractéristiques d'antenne

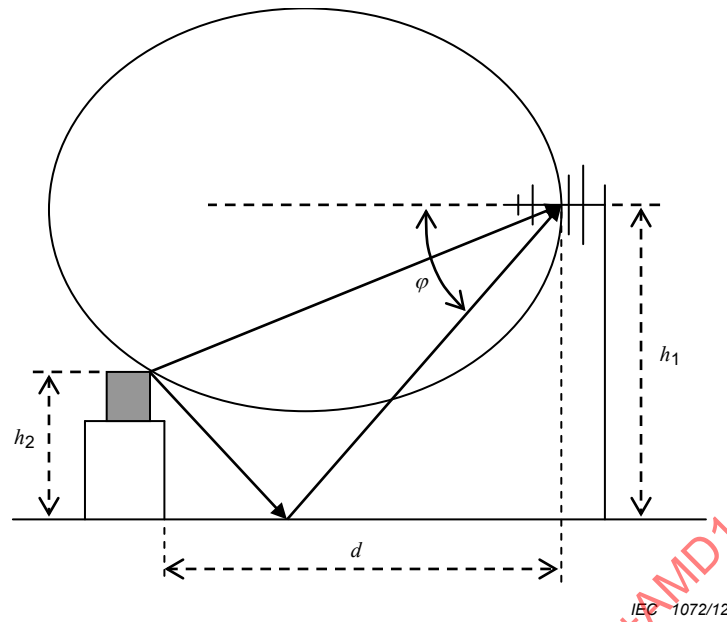
Étant donné que la sensibilité d'un doublet simple est faible pour la plage de fréquences comprises entre 300 MHz et 1 000 MHz, une antenne plus complexe peut être utilisée. Une telle antenne doit avoir les caractéristiques suivantes:

- a) L'antenne doit être polarisée linéairement, ce qui doit être contrôlé en appliquant la procédure d'essai de polarisation croisée de 4.5.5.
- b) Les antennes à doublets symétriques, comme les doublets accordés et les antennes biconiques, doivent présenter des performances de symétriseur validées, ce qui doit être contrôlé en appliquant la procédure d'essai de symétrie de 4.5.4. Cette exigence s'applique aussi aux antennes hybrides en dessous de 200 MHz.
- c) L'affaiblissement de réflexion de l'antenne avec le câble d'alimentation de l'antenne connecté ne doit pas être inférieur à 10 dB. Un atténuateur d'adaptation peut être intégré au câble d'alimentation des antennes si cela s'avère nécessaire pour satisfaire à cette exigence.
- d) Un facteur d'antenne (FA) doit être indiqué pour permettre de satisfaire aux exigences d'exactitude de 4.1.

Pour tenir compte de la directivité des antennes: est retenu pour hypothèse un site d'essai avec un plan de sol conducteur, aux fins de la description des caractéristiques d'antenne suivantes. L'amplitude du signal reçu est réduite si l'un ou l'autre signal ou les deux signaux direct et réfléchi par le sol de l'EUT vers l'antenne n'entrent pas dans le lobe principal du diagramme de rayonnement de l'antenne à sa valeur de crête. La valeur de crête est habituellement dans le sens de l'axe de visée de l'antenne. Cette réduction de l'amplitude est prise en compte comme une erreur dans le résultat de mesure de la perturbation rayonnée: la tolérance d'incertitude qui s'ensuit est fondée sur la largeur de faisceau, 2ϕ , (voir Figure 1).

Les conditions pour s'assurer que cette erreur n'est pas supérieure à +1 dB sont données au point 1) pour un emplacement de 10 m et au point 2) pour un emplacement de 3 m. En variante, une condition fondée sur le gain d'antenne est donnée au point 3) à la place des conditions rigoureuses du diagramme de rayonnement.

Des mesures de perturbation rayonnée sont réalisées tour à tour avec l'antenne en polarisation horizontale et verticale. Si, par choix, les diagrammes de rayonnement sont mesurés dans un seul plan, les résultats des diagrammes montrant les faisceaux les plus étroits doivent être utilisés, à condition que le diagramme de l'antenne soit vérifié dans le plan horizontal lorsque celle-ci est orientée en polarisation horizontale.



NOTE Les paramètres sont définis dans l'Equation (4).

Figure 1 – Représentation schématique du rayonnement de l'EUT atteignant une antenne LPDA directement et via réflexion sur le sol à un emplacement de 3 m, présentant la moitié de l'angle d'ouverture de faisceau, φ , au niveau du rayon réfléchi

- 1) Pour un OATS de 10 m ou une SAC, la réponse de l'antenne en direction du rayon direct diffère de façon négligeable de l'amplitude suivant l'axe de visée, lorsque l'antenne est alignée de sorte que son axe de visée soit parallèle au plan de sol. La composante de directivité de l'incertitude dans la mesure des perturbations peut être maintenue inférieure à +1 dB si la réponse de l'antenne en direction du rayon réfléchi n'est pas inférieure de plus de 2 dB à la réponse suivant l'axe de visée de l'antenne. Afin de vérifier cette condition, l'ouverture totale du faisceau vertical 2φ de l'antenne de mesure, à l'intérieur de laquelle le gain d'antenne reste inférieur à 2 dB de sa valeur maximale, doit être telle que:

$$\varphi > \tan^{-1} \frac{h_1 + h_2}{d} \quad (3)$$

- 2) Pour des sites avec une séparation inférieure à 10 m, généralement de 3 m, l'ouverture totale du faisceau vertical 2φ de l'antenne de mesure, à l'intérieur de laquelle le gain d'antenne reste inférieur à 1 dB de sa valeur maximale, doit être telle que:

$$2\varphi > \left(\tan^{-1} \frac{h_1 + h_2}{d} \right) - \left(\tan^{-1} \frac{h_1 - h_2}{d} \right) \quad (4)$$

où

h_2 est la hauteur de l'appareil en essai;

h_1 est la hauteur de l'antenne de mesure;

d est la distance horizontale entre le centre de phase de l'antenne de mesure et le dispositif en essai.

L'inclinaison de l'antenne vers le bas peut réduire les incertitudes associées; si elle n'est pas utilisée, la diminution du signal reçu doit être calculée à partir des diagrammes de rayonnement et appliquée comme correction avec incertitude de directivité associée. Des exemples de bilans d'incertitude sont donnés dans la CISPR 16-4-2.

NOTE 1 En retenant pour hypothèse un diagramme de rayonnement de plan E normalisé à la valeur unité sur l'axe de visée (= valeur de crête du lobe principal), enregistrer le champ électrique aux angles de déclinaison de l'antenne pour le rayon direct, E_D , et le rayon réfléchi, E_R . L'erreur, comparée à un champ électrique d'amplitude unitaire pour chacun des rayons directs et réfléchis, est donnée en décibels par: $20 \lg [2/(E_D + E_R)]$.

NOTE 2 La réduction de l'intensité du signal due à une directivité réduite aux angles en dehors de l'axe de visée de l'antenne est une erreur systématique et peut de ce fait être corrigée. Si une correction est appliquée, à partir de la connaissance des diagrammes de rayonnement à chaque fréquence et polarisation, l'incertitude de mesure de l'intensité du signal émis peut être réduite en conséquence.

- 3) Pour les types d'antennes à grande ouverture de faisceau habituellement utilisées pour la mesure des perturbations rayonnées, telles que les antennes biconiques, LPDA et hybrides, l'ouverture de faisceau est inversement liée à la directivité de l'antenne. Une variante du critère fondé sur les ouvertures de faisceau des points 1) et 2) consiste à spécifier le gain maximal d'une antenne, puis à se référer aux tolérances d'incertitude génériques pour la composante de directivité dans le bilan d'incertitudes pour les résultats de la mesure des perturbations. Les incertitudes génériques, fondées sur les ouvertures de faisceaux les plus étroites dans la gamme de fréquences utilisée pour une antenne donnée, figurent dans la CISPR 16-4-2. Le gain isotrope maximal d'antenne pour des antennes biconiques doit être de 2 dB, et il doit être de 8 dB pour les antennes réseau de doublets log-périodiques (LPDA) et les antennes hybrides. Pour les antennes LPDA en V, dont l'ouverture de faisceau dans le plan H est égale à l'ouverture de faisceau dans le plan E, le gain isotrope admis maximal doit être de 9 dB.

4.5.4 Symétrisation de l'antenne

4.5.4.1 Généralités

Dans les mesures des perturbations rayonnées, des courants de mode commun (CM) peuvent exister sur le câble relié à l'antenne de réception (câble d'antenne). Ces courants de CM créent eux-mêmes des champs électromagnétiques qui peuvent être captés par l'antenne de réception si le symétriseur n'est pas symétrisé parfaitement. Les résultats de mesure de perturbation rayonnée peuvent de ce fait être influencés.

Les contributions majeures aux courants de CM dans le câble d'antenne sont causées par:

- a) l'intensité du champ électrique à mesurer, si ce champ a une composante parallèle au câble d'antenne, et
- b) la conversion du mode différentiel (DM) du signal d'antenne (signal utile) en un signal CM du fait de l'imperfection du symétriseur de l'antenne de réception.

En général, les antennes LPDA ne présentent pas une conversion DM/CM (mode différentiel en mode commun) significative. Par conséquent, les vérifications qui suivent s'appliquent aux doublets et aux antennes biconiques sur toute la gamme de fréquences d'exploitation, et aux antennes hybrides sur la gamme de fréquences de la section du doublet à large bande (dans la plupart des cas de 30 MHz à 200 MHz).

4.5.4.2 Vérification de la conversion de mode différentiel en mode commun (DM/CM) du symétriseur

La méthode suivante décrit la mesure de deux tensions, V_1 et V_2 . Le rapport de ces tensions, exprimées dans la même unité, par exemple en μV , est une mesure de la conversion DM/CM (également baptisée déséquilibre du symétriseur, symétrie du symétriseur, ou symétrie de l'antenne).

- a) Placer l'antenne de réception en essai en polarisation verticale, la hauteur de son centre étant de 1,0 m au-dessus du plan de masse d'un OATS ou d'une SAC. La pointe de l'antenne doit se situer à au moins 0,25 m au-dessus du plan de masse. Sortir une longueur de $1,5 \text{ m} \pm 0,1 \text{ m}$ de câble d'antenne horizontalement derrière l'élément actif arrière de l'antenne de réception à une hauteur de 1,0 m au-dessus du plan de masse et la laisser ensuite tomber verticalement sur le plan de masse.

- b) Pour une caractérisation normale du déséquilibre de l'antenne de réception, placer une deuxième antenne (d'émission) en polarisation verticale à une distance horizontale de 10 m du centre de l'AUT. Le centre de l'antenne d'émission doit être à une hauteur de 1,0 m au-dessus du plan de masse et sa pointe doit se situer à au moins 0,25 m au-dessus du plan de masse. L'antenne d'émission doit être polarisée linéairement et avoir une réjection de polarisation croisée supérieure à 20 dB dans la gamme de fréquences de l'essai du symétriseur. Pour une gamme de fréquences au-dessus de 200 MHz, la hauteur de l'antenne d'émission doit varier pour éviter les niveaux nuls de la réponse SIL. Des mesures à des distances plus courtes (3 m et 5 m, par exemple) peuvent être effectuées pour déterminer la contribution aux incertitudes du déséquilibre du symétriseur à ces distances.
- c) Connecter une source de signal à l'antenne d'émission (par exemple un générateur de poursuite, ou la sortie source d'un analyseur de réseau). Ensuite, régler le niveau de sortie de cette source de signal de manière à ce que, dans la gamme de fréquences concernée et pour les deux orientations verticales de l'antenne, le rapport signal sur bruit ambiant au niveau du récepteur soit de 34 dB (17 dB pour la détection de valeur moyenne) ou plus.
- d) Enregistrer la tension V_1 au niveau du récepteur dans la gamme de fréquences concernée.
- e) Retourner l'antenne de réception (c'est-à-dire tourner l'antenne de 180°) sans rien changer d'autre dans la disposition d'essai, en particulier le câble de l'antenne de réception, et sans faire varier le réglage de la source de signal.
- f) Enregistrer la tension V_2 au niveau du récepteur dans la gamme de fréquences concernée.
- g) La conversion DM/CM est suffisamment faible si $|20 \lg (V_1/V_2)| < 1$ dB.

NOTE 1 Pour les besoins des mesures de perturbations rayonnées, si le critère de conversion DM/CM n'est pas respecté, des anneaux de ferrite autour du câble peuvent réduire la conversion DM/CM. Le laboratoire d'essai CEM peut répéter l'essai avec quatre anneaux de ferrite espacés approximativement de 20 cm, en plaçant le premier à moins de 10 cm de l'entrée du symétriseur. Si le critère est respecté en utilisant ces anneaux de ferrite, les anneaux de ferrite s'appliquent aussi au cours des mesures de perturbation réelles. De la même façon, l'interaction du câble peut être réduite en l'étendant de plusieurs mètres horizontalement derrière l'antenne avant de le faire descendre sur le plan de masse.

NOTE 2 Si l'antenne de réception est utilisée dans une FAR, la vérification du rapport DM/CM peut être effectuée dans une telle FAR avec l'antenne de réception à sa position usuelle et l'antenne d'émission à une distance d'au moins 3 m. Les antennes sont mieux placées au centre de la pièce, avec une distance d'isolement derrière les antennes d'au moins 1 m entre la partie verticale du câble et les pointes des absorbants.

NOTE 3 Il est admis que l'emplacement de mesure et son plan de masse conducteur (OATS ou SAC), ou la FAR, soient conformes aux exigences respectives de validation de l'emplacement.

NOTE 4 Il est considéré que la distance horizontale de 1,5 m sur laquelle le câble d'antenne s'étend derrière le centre de l'antenne reste la distance minimale admise pendant les mesures réelles en polarisation verticale des perturbations rayonnées.

NOTE 5 En général, il n'est pas nécessaire de définir strictement l'installation d'essai, car l'effet de déséquilibre est dominé par l'interaction entre l'antenne et la partie du câble d'antenne parallèle aux éléments de l'antenne. De plus, les effets dépendant de l'uniformité du champ incident sur l'antenne de réception dans les installations de mesure de CEM (compatibilité électromagnétique) sur un OATS ou dans une FAR sont beaucoup plus faibles.

NOTE 6 Pour les symétriseurs dont le connecteur de câble de réception est monté sur le côté (à 90° du bras de l'antenne), un connecteur à angle droit peut être utilisé pour réduire le mouvement du câble.

NOTE 7 L'incertitude du résultat de la mesure de la conversion DM/CM du symétriseur est uniquement due à la non linéarité du récepteur, car les autres variables demeurent inchangées lors des mesures V_1 et V_2 . Une non-linéarité inférieure à 0,1 dB dans la gamme ± 1 dB à partir de l'indication de référence V_1 est assez bonne pour satisfaire le critère de 1 dB.

4.5.5 Réponse de polarisation croisée de l'antenne

Lorsque l'antenne est placée dans un champ électromagnétique à polarisation linéaire, la tension aux bornes, lorsque l'antenne et le champ sont en polarisation croisée, doit être d'au moins 20 dB inférieure à celle en copolarisation. Cette exigence s'applique sur l'ensemble de la gamme de fréquences de 30 MHz à 18 GHz. En pratique, cette exigence n'est parfois pas respectée par certains types d'antennes LPDA pour lesquelles les deux moitiés de chaque

doublent sont décalées, ce qui génère de manière intrinsèque une réponse de polarisation croisée (XPR).

La majorité des essais avec des antennes LPDA s'effectue au-dessus de 200 MHz. Afin d'obtenir des conditions d'espace libre, une chambre entièrement anéchoïque de haute qualité peut être utilisée, ou bien des pylônes supports d'antenne de hauteur suffisante au-dessus du plan de masse en zone dégagée; voir les caractéristiques d'emplacement associées en 6.3.2 du présent document et à l'Article 6 du CISPR 16-1-5:2014. Un champ uniforme doit être appliqué sur toute la longueur efficace de l'AUT. La distance entre le centre de l'AUT et l'antenne d'émission doit être supérieure à une longueur d'onde. Pour une antenne LPDA, la séparation se situe en son point central. Lorsque la fréquence la plus basse est 200 MHz, une séparation fixe de 1,5 m sur l'ensemble de la gamme de fréquences est recommandée.

Régler l'antenne d'émission et l'AUT avec une polarisation verticale et noter l'intensité du signal sur la gamme de fréquences. Faire pivoter l'antenne d'émission de 90° et noter la différence d'intensité du signal par rapport au relevé copolaire.

NOTE Il est nécessaire d'avoir un emplacement de bonne qualité pour appliquer un champ uniforme sur la surface efficace de l'AUT. La discrimination de polarisation croisée procurée par l'onde polarisée linéairement peut être démontrée par une transmission entre deux antennes cornet à gain normal ou deux guides d'onde à extrémité ouverte utilisés comme antennes d'essai, et en vérifiant que la combinaison du défaut de l'emplacement et de la caractéristique de polarisation croisée obtenue avec les antennes d'essai conduit à une suppression de la composante horizontale de plus de 30 dB. Si les défauts de l'emplacement sont très faibles et si les antennes d'essai ont des performances identiques, la réjection de polarisation croisée d'une antenne d'essai est d'environ 6 dB plus faible que celle de la combinaison de couplage de polarisation croisée de la paire d'antennes d'essai. Par exemple, si le niveau combiné de polarisation croisée est de 30 dB, le niveau pour une seule antenne d'essai est de 36 dB. Le critère pour le montage de l'emplacement, y compris la séparation entre les antennes et les performances d'emplacement, est la réalisation d'un niveau combiné de polarisation croisée de 30 dB. Deux antennes cornet à polarisation horizontale, ouvertures avant séparées de 1,5 m, peuvent être installées. La perte d'insertion de l'emplacement (SIL) est relevée sur la gamme de fréquences concernée. L'une des antennes est tournée à 90° de manière à être polarisée verticalement. La variation de SIL soit d'au moins 30 dB fournira un niveau acceptable d'incertitude de mesure. Pour les fréquences inférieures à 1 GHz, des antennes LPDA en V peuvent être utilisées en lieu et place des antennes cornets afin de démontrer l'adéquation de l'emplacement. L'utilisation d'antennes doublets ou biconiques est possible, mais une hauteur d'antenne supérieure serait nécessaire du fait de leurs diagrammes de rayonnement uniformes dans le plan H.

Un signal parasite d'un niveau de 20 dB inférieur à celui du signal souhaité donne une erreur maximale de $\pm 0,9$ dB sur le signal souhaité. L'erreur maximale intervient lorsque le signal en polarisation croisée est en phase avec le signal copolarisé. Si la XPR de la LPDA est moins bonne que 20 dB, l'opérateur doit calculer l'incertitude et la déclarer avec les résultats. Par exemple, un niveau de polarisation croisée de 14 dB entraîne une incertitude maximale de +1,6 dB à -1,9 dB; la valeur la plus élevée et l'hypothèse d'une distribution rectangulaire doivent être retenues pour calculer l'incertitude-type.

Pour ajouter un signal de 0 dB à un autre de 14 dB, convertir d'abord en tensions relatives en divisant ces valeurs par 20 et en en prenant l'antilogarithme. Ajouter ensuite le plus faible signal au signal unité. Prendre le logarithme et multiplier par 20. Le résultat est l'erreur positive en décibels. Répéter le calcul, mais en soustrayant le plus faible signal du signal unité pour obtenir l'erreur négative en décibels.

Pour le calcul de l'incertitude d'une mesure de perturbation rayonnée, si le niveau de signal mesuré avec une polarisation dépasse de 6 dB ou plus celui du signal mesuré avec la polarisation orthogonale, une LPDA dont la XPR n'est que de 14 dB est estimée comme ayant satisfait à la spécification des 20 dB. Si la différence entre les niveaux des signaux en polarisation verticale et en polarisation horizontale est inférieure à 6 dB, l'incertitude supplémentaire doit être calculée si la somme de cette différence et de la XPR est inférieure à 20 dB.

Des réflexions sur l'incertitude de mesure des résultats de mesure de la XPR sont données à l'Annexe H-~~124~~. L'Annexe H fournit un exemple de XPR d'une AUT suffisante pour satisfaire au critère des 20 dB pour la mesure de la XPR.

4.6 Antennes pour la plage de fréquences comprises entre 1 GHz et 18 GHz

4.6.1 Généralités

La mesure des perturbations rayonnées au-dessus de 1 GHz doit être effectuée en utilisant des antennes étalonnées et polarisées linéairement. Celles-ci comprennent par exemple les antennes LPDA, les antennes cornets à double strie et les antennes cornets à gain normal. Le "faisceau" ou lobe principal du diagramme de toute antenne utilisée doit être suffisamment grand pour inclure l'EUT lorsqu'il est placé à la distance de mesure. La largeur du lobe principal est définie comme la largeur du faisceau de l'antenne à 3 dB, et il convient de fournir des informations permettant de déterminer ce paramètre dans la documentation de l'antenne. Pour les antennes cornet, la condition suivante doit être respectée:

$$d \geq \frac{D^2}{2\lambda} \quad (5)$$

où

d est la distance de mesure (m);

D est la plus grande dimension de l'ouverture de l'antenne (m); et

λ est la longueur d'onde en espace libre à la fréquence de mesure (m).

L'exigence de XPR de l'antenne donnée en 4.5.5 s'applique également à la gamme de fréquences de 1 GHz à 18 GHz.

4.6.2 Antenne de réception

4.6.2.1 Généralités

L'antenne de réception doit être polarisée linéairement et pour la validation de l'emplacement doit être du même type que celle utilisée pour le mesurage des perturbations provenant d'un EUT

Certains modèles d'antennes peuvent avoir différentes versions et proposer différents diagrammes de rayonnement. Il est conseillé aux utilisateurs de vérifier la condition précédente.

NOTE 1 "Type d'antenne" indique une forme ou un type d'antenne, par exemple une antenne cornet ou une antenne LPDA.

NOTE 2 "Modèle d'antenne" indique le numéro de modèle spécifié par le fabricant.

NOTE 3 "Version" indique le numéro de révision spécifié par le fabricant, le cas échéant, pour un numéro de modèle d'antenne donné.

4.6.2.2 Diagramme de rayonnement de l'antenne de réception

Les diagrammes de rayonnement dans les plans E et H doivent être mesurés par rapport à l'axe de visée de l'antenne. La grandeur à mesurer est le diagramme d'antenne en dB, représenté par un tracé en coordonnées polaires comme à la Figure 2. Il convient que les tracés des diagrammes de rayonnement soient normalisés à 0 dB. L'angle à 0° doit être égal à l'axe de visée mécanique.

Conformément à l'Annexe I de la CISPR 16-1-6:2014/AMD1:2016, les diagrammes de rayonnement de chaque antenne individuelle dans les plans E et H doivent être enregistrés sur une plage de fréquences avec un pas de fréquence inférieur ou égal à 500 MHz.

Les résultats d'essais de type, incluant les données statistiques, fournis par le fabricant peuvent être utilisés pour prouver que les exigences relatives au diagramme de rayonnement

de l'antenne de réception sont respectées. Des mesures de service doivent être prises pour assurer la stabilité du diagramme pendant la durée de vie de l'antenne.

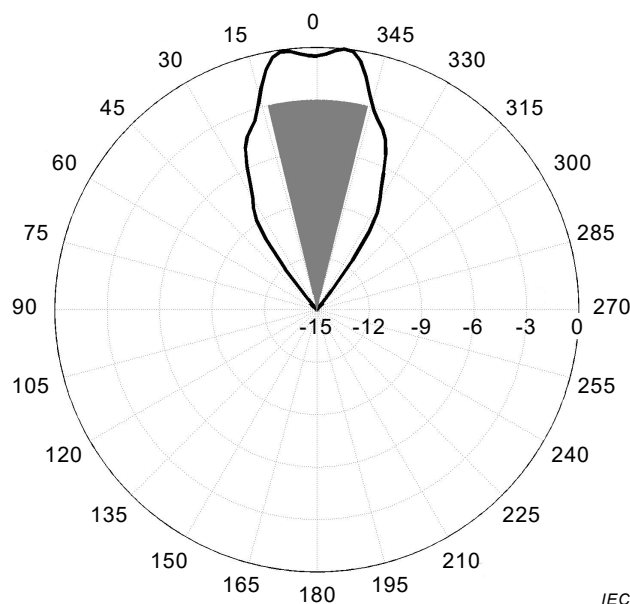


Figure 2 – Exemple de diagramme de rayonnement dans le plan E d'une antenne RX dans la zone limite grisée pour une distance de 3 m et un EUT d'une largeur de 2 m

NOTE En général, la direction de l'axe de visée est la direction du rayonnement maximal de l'antenne. Toutefois, il peut arriver que le diagramme présente deux valeurs de rayonnement maximal et qu'aucun de ces rayonnements de valeur maximale ne soit dans la direction de l'axe de visée mécanique, comme représenté à la Figure 2.

4.6.2.3 Exigences relatives au diagramme de rayonnement de l'antenne de réception

Les zones grisées des tracés en coordonnées polaires représentées dans les Figures 3 et 4 sont définies par la hauteur maximale, h , et par la largeur maximale, w , de l'EUT et par la distance d'essai, d .

Pour que l'antenne de réception illumine l'EUT de façon suffisante, l'ouverture de faisceau à mi-puissance de l'antenne de réception ne doit pas se trouver dans la zone grisée des plans E et H des coupes de diagrammes représentées aux Figures 3 et 4.

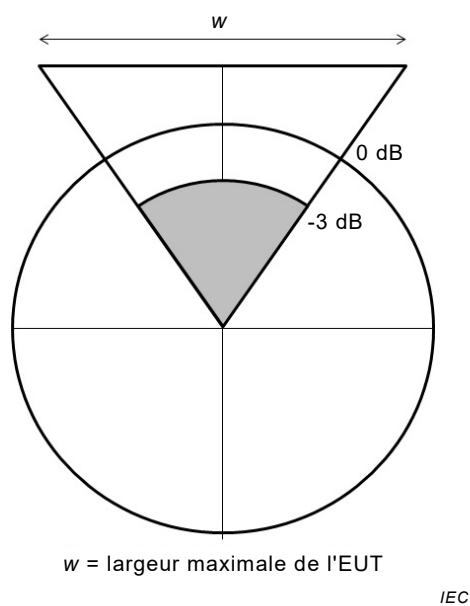


Figure 3 – Détermination de la largeur maximale exploitable de l'EUT dans le cadre de l'utilisation de l'ouverture de faisceau à mi-puissance

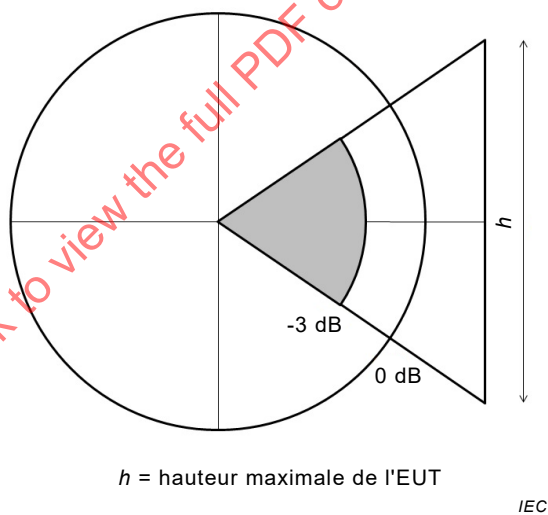


Figure 4 – Détermination de la hauteur maximale exploitable de l'EUT dans le cadre de l'utilisation de l'ouverture de faisceau à mi-puissance

4.7 Montages d'antennes particuliers – Système d'antennes de grand diamètre

Dans la gamme de fréquences de 9 kHz à 30 MHz, le pouvoir perturbateur de la composante magnétique du rayonnement produit par un EUT unique peut être déterminé au moyen d'un système d'antennes de grand diamètre (LLAS). Dans le LLAS, cette caractéristique est mesurée en courants induits par le champ magnétique dans chaque LLA du LLAS. Le LLAS mesure le courant induit par la composante de champ magnétique d'un EUT unique. Le LLAS permet d'effectuer des mesures à l'intérieur.

Le LLAS se compose de trois antennes circulaires de grand diamètre, de 2 m de diamètre occupant des plans mutuellement perpendiculaires, montées sur un support non métallique. Une description complète du LLAS est donnée à l'Annexe C.

L'EUT ~~est~~ doit être placé au centre du LLAS sur une table de support non conductrice. Les dimensions maximales de l'EUT sont limitées de façon que la distance entre l'EUT et chaque cadre du LLAS soit au moins de 0,20 m. Des lignes directrices pour ~~le cheminement~~ l'acheminement des câbles ~~de signaux~~ EUT sont données ~~dans la NOTE 2 de~~ en C.3 et à la Figure C.6. Les câbles doivent cheminer ensemble et sortir du volume du LLAS dans le même octant du LLAS, à une distance supérieure à 0,4 m de chacun des cadres du LLAS.

Le LLAS peut être placé dans n'importe quel environnement. Le placement à l'intérieur d'une cage de Faraday, d'une SAC, d'une FAR ou d'un OATS protégé contre les intempéries est autorisé. Il est recommandé de placer le LLAS dans un environnement blindé afin d'éliminer les signaux ambiants, et d'améliorer ainsi la sensibilité aux émissions de l'EUT. Une distance minimale de 0,5 m entre le LLAS et toute surface métallique est recommandée. La validation du LLAS doit être effectuée à l'emplacement habituel des mesurages du LLAS, afin de tenir compte de l'influence de l'environnement (voir C.4).

Les trois cadres du LLAS occupant des plans mutuellement perpendiculaires permettent de mesurer le pouvoir perturbateur du champ rayonné dans toutes les polarisations, avec la précision prescrite, sans qu'il soit nécessaire de faire tourner l'EUT ou de modifier l'orientation des cadres du LLAS.

Chacun des trois cadres du LLAS doit être conforme aux exigences de validation données en C.4.

NOTE Des cadres du LLAS circulaires d'un diamètre différent du diamètre normal de 2 m peuvent être utilisés, à condition que leur diamètre $D \geq 4$ m et que la distance en mètres entre l'EUT et un cadre du LLAS soit d'au moins $0,10 \times D$. Les facteurs de ~~correction~~ conversion à appliquer pour les antennes non normales sont donnés en C.6.

5 Emplacements d'essai pour la mesure du champ radioélectrique perturbateur dans la gamme de fréquences de 9 kHz à 30 MHz

(Vide)

5.1 Généralités

L'environnement doit assurer des résultats de mesure valides et reproductibles du champ perturbateur produit par un EUT. Les dispositions du présent article ne s'appliquent qu'aux mesures des EUT sur leur lieu d'utilisation (dans ce cas, voir par exemple les procédures de mesure in situ de la CISPR 16-2-3).

Dans la plage de fréquences au-dessous de 30 MHz, un environnement en espace semi-libre est exigé. Cet environnement doit être un OATS, un OATS avec enceinte de protection contre les intempéries ou une SAC.

5.2 Environnement radiofréquence ambiant d'un emplacement d'essai

L'emplacement d'essai doit permettre de distinguer les perturbations émises par un EUT du bruit ambiant. Son adéquation à cet égard peut être déterminée en mesurant les niveaux de bruit ambiant lorsque l'EUT ne fonctionne pas, et en veillant à ce que les niveaux de bruit ambiant soient inférieurs d'au moins 6 dB aux limites applicables à la mesure en cours.

Il n'est pas nécessaire de ramener le niveau de bruit ambiant à 6 dB au-dessous de la limite spécifiée lorsque la combinaison du bruit ambiant et de la perturbation émise par l'EUT ne dépasse pas la limite spécifiée. Dans ces conditions, l'EUT est considéré comme conforme à la limite spécifiée.

5.3 Distance de mesure et volume d'essai

L'emplacement de l'essai doit être validé aux distances de mesure utilisées pour les mesures des perturbations selon les méthodes de la CISPR 16-2-3:2016/AMD2:20— La distance de mesure doit être de 3 m, 5 m ou 10 m.

NOTE Conformément à la CISPR 16-2-3, les mesures réalisées à 30 m de distance sont considérées comme des mesures in situ.

Le volume d'essai est déterminé par les emplacements de l'antenne d'émission utilisés lors de la validation des emplacements d'essai, lorsque l'emplacement remplit les critères du 5.5.4. La taille maximale de l'EUT ne doit pas dépasser le volume d'essai validé (le volume d'essai est également limité par le Tableau 10 de la CISPR 16-2-3:2016/AMD1:2019).

5.4 Table d'essai et positionneur d'antenne

La forme et la construction de la table d'essai et le positionneur d'antenne pour l'antenne de réception ne sont pas déterminants dans la plage de fréquences au-dessous de 30 MHz, à condition qu'un matériau non conducteur soit utilisé. Dans ce cas, l'influence de la table d'essai et du positionneur d'antenne ne doit pas être évaluée.

5.5 Procédure de validation de l'emplacement d'essai

5.5.1 Généralités

Pour un OATS, un OATS avec enceinte de protection contre les intempéries ou une SAC, une mesure unique de la perte d'insertion de l'emplacement est insuffisante pour déterminer les réflexions possibles dues aux bords du plan de sol, aux matériaux de construction et/ou aux matériaux absorbants RF constituant les parois et le plafond de l'installation. L'évaluation des orientations d'antenne H_x , H_y et H_z (représentées à la Figure 35) exige 15 mesures de SIL distinctes, soit cinq positions pour chacune des trois orientations des antennes-cadres [25].

Des antennes-cadres conformes aux exigences du 4.3.2 doivent être utilisées pour ces mesures. Les distances sont mesurées par rapport aux points de référence des antennes. Les hauteurs de mesure de l'antenne d'émission et de l'antenne de réception sont fixées à 1,3 m du plan de sol aux points de référence des antennes-cadres. Le balayage de la hauteur n'est exigé pour aucune antenne. Le point de référence de l'antenne d'émission doit être placé aux positions exigées tour à tour: au centre et en quatre endroits (à gauche, à droite, à l'avant et à l'arrière) sur le périmètre du volume d'essai à valider, conformément à la Figure 36 et à la Figure 37.

Pour chaque mesure effectuée avec un analyseur de spectre ou un analyseur de réseau, la procédure exige deux mesures différentes de la tension reçue V_R . La première valeur de V_R est mesurée avec les deux câbles coaxiaux déconnectés des deux antennes-cadres et connectés l'un à l'autre par l'intermédiaire d'un adaptateur. La deuxième valeur de V_R est mesurée avec les câbles coaxiaux reconnectés à leurs antennes-cadres respectives. Pour ces deux mesures, la tension de la source de signal V_I reste inchangée. La première valeur de V_R est appelée V_{DIRECT} et la deuxième valeur est appelée V_{SITE} .

Un rapport signal sur bruit acceptable doit être maintenu; toutefois, aucune exigence n'est spécifiée, car le niveau de réception dépend des antennes utilisées, de la puissance d'émission disponible, du niveau de bruit du récepteur et du niveau ambiant. Une valeur de 20 dB est recommandée. Les valeurs obtenues doivent être utilisées dans le bilan d'incertitude indiqué à l'Annexe I.

Des précautions particulières doivent être prises afin d'éviter tout couplage entre le système de réception et le système d'émission. En général, une boucle de masse se forme si les câbles de l'antenne d'émission et de l'antenne de réception sont acheminés à travers le blindage de la chambre à l'aide de connecteurs de cloison normalisés; voir [31]. Il existe plusieurs méthodes possibles pour éviter cette boucle de masse. L'une de ces méthodes consiste à faire fonctionner le générateur de signal à l'intérieur de la chambre blindée, et le récepteur de mesure à l'extérieur de la chambre blindée. Il est également possible d'utiliser un transformateur d'isolement dans le trajet d'émission. Il est recommandé de vérifier la plage dynamique du système avant utilisation. Cette vérification est effectuée en connectant une terminaison à la place de l'antenne d'émission et en enregistrant le niveau de réception. Si une antenne de réception active est utilisée, il convient de l'activer au cours d'un essai de plage dynamique afin de prendre en compte le bruit du préamplificateur.

Si les câbles ont une influence sur le résultat de mesure, ils doivent comporter des noyaux de ferrite. Il est fortement recommandé de placer des ferrites d'une impédance minimale de 50 Ω à 25 MHz tous les 20 cm sur toute la longueur des câbles de l'antenne d'émission et de l'antenne de réception dans le volume d'essai en cours de validation.

Trois orientations différentes des antennes-cadres doivent être mesurées, conformément à la Figure 35. Les mesures doivent être réalisées dans la plage de fréquences de 9 kHz à 30 MHz, avec des pas de fréquence inférieurs ou égaux à ceux spécifiés dans le Tableau 9.

La Figure 36 et la Figure 37 représentent les positions de mesure dans le volume d'essai. Cinq positions doivent être mesurées dans le volume d'essai. La distance de mesure d doit être maintenue constante.

Tableau 9 – Pas de fréquence maximal

Plage de fréquences	Pas maximal
9 kHz à 20 kHz	1 kHz
20 kHz à 150 kHz	5 kHz
150 kHz à 1 MHz	50 kHz
1 MHz à 30 MHz	100 kHz

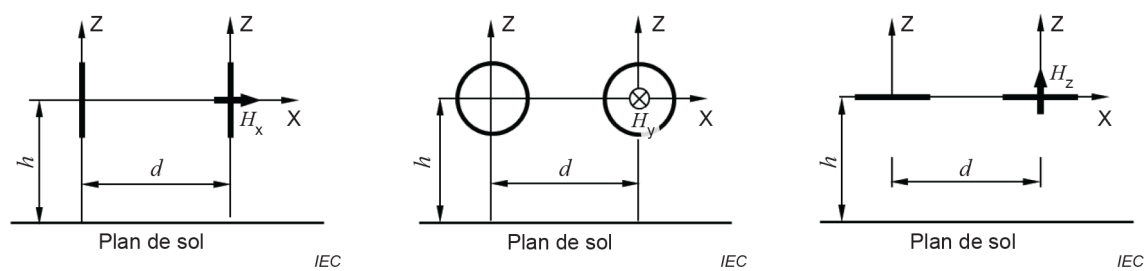
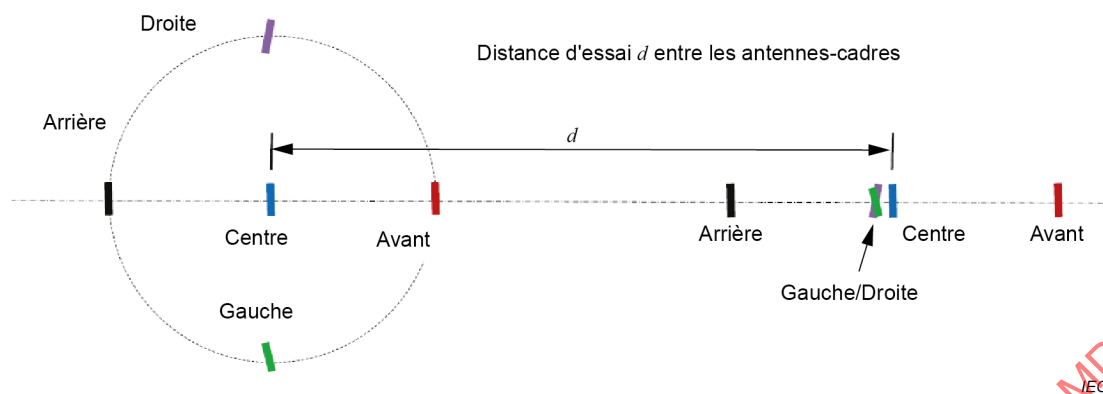
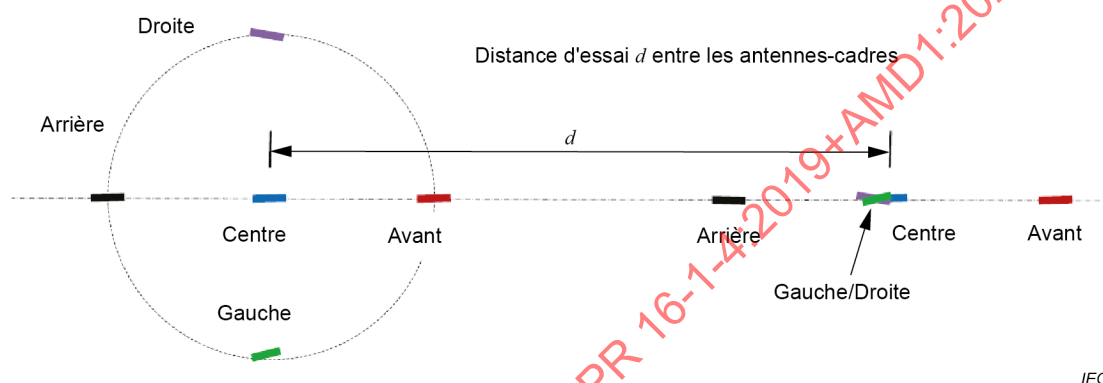


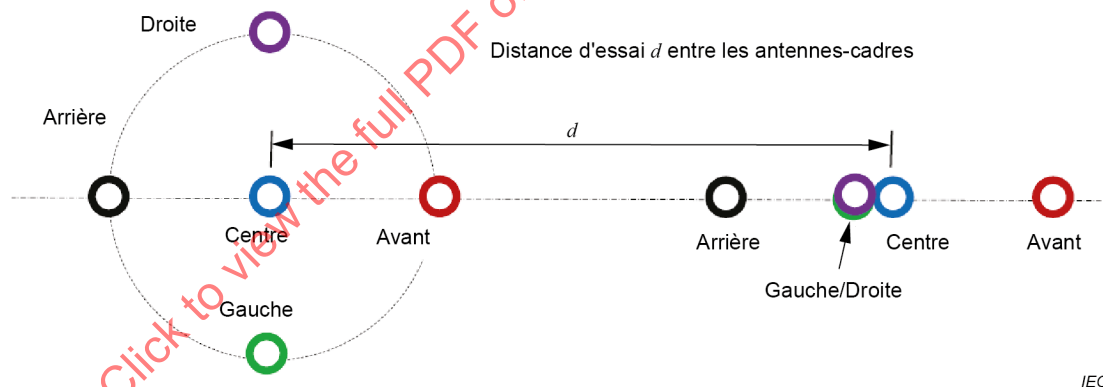
Figure 35 – Disposition générale des trois orientations de mesure H_x , H_y et H_z , où d est la distance de mesure et h est la hauteur du point de référence



a) Mesure de validation H_x avec antennes-cadres



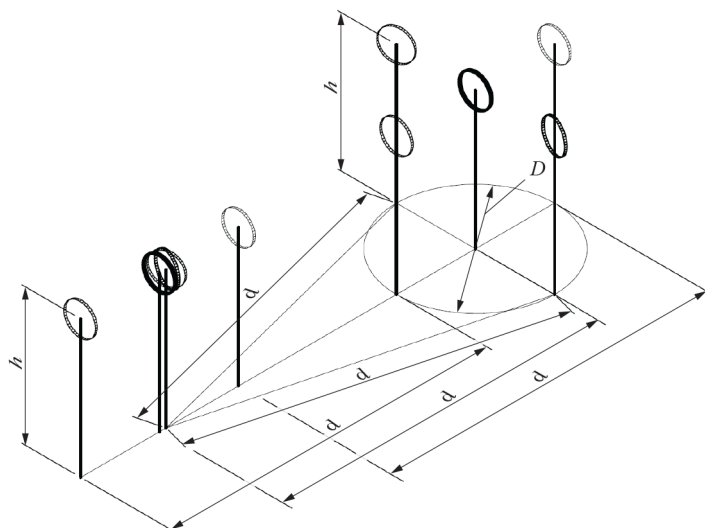
b) Mesure de validation H_y avec antennes-cadres



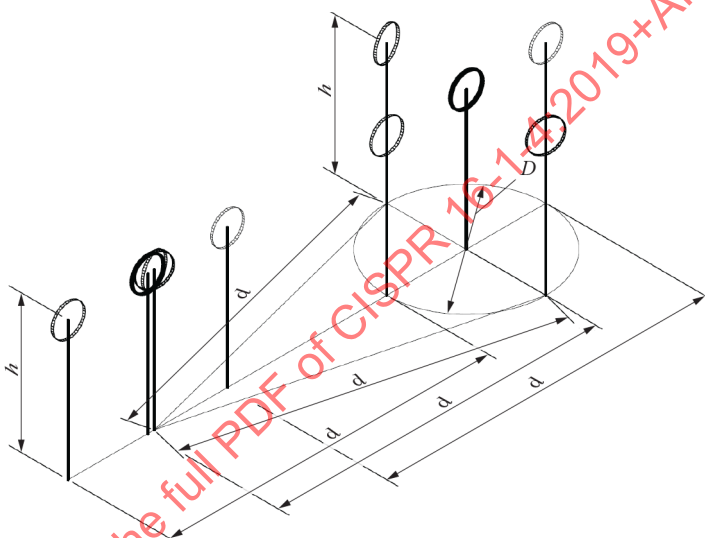
c) Mesure de validation H_z avec antennes-cadres

NOTE Les positions de l'antenne-cadre de réception qui correspondent aux positions de l'antenne d'émission à gauche et à droite, représentées respectivement en vert et en magenta, sont identiques. Ces deux positions sont toutefois représentées avec un léger décalage dans le schéma afin qu'elles soient toutes deux visibles.

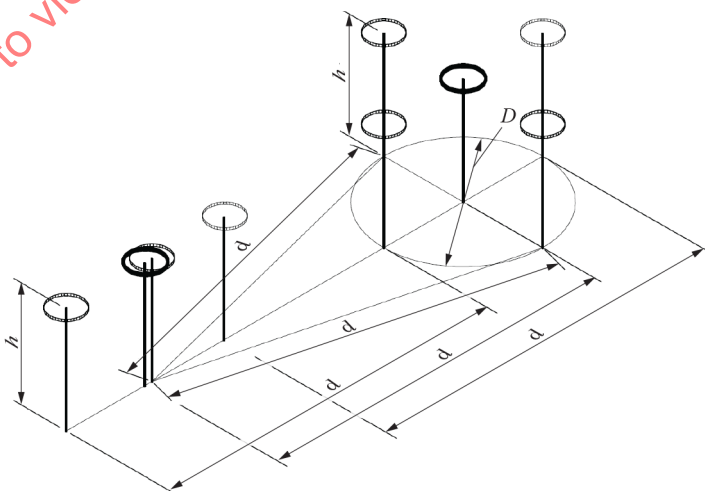
Figure 36 – Positions d'antenne



a) Mesure de validation H_x avec antennes-cadres



b) Mesure de validation H_y avec antennes-cadres



c) Mesure de validation H_z avec antennes-cadres

Figure 37 – Positions d'antenne

5.5.2 Perte d'insertion normalisée de l'emplacement (NSIL)

L'écart de perte d'insertion de l'emplacement est calculé à l'aide de l'Équation (27):

$$\Delta A_i = V_{\text{DIRECT}} - V_{\text{SITE}} - F_{\text{aH,T}} - F_{\text{aH,R}} - A_{\text{Ni}} \quad (27)$$

où

V_{DIRECT} est le niveau enregistré par le récepteur lorsque les câbles de l'antenne d'émission et de l'antenne de réception sont raccordés par l'intermédiaire d'un adaptateur, en dBm ou dB(μV);

V_{SITE} est le niveau enregistré par le récepteur lorsque les câbles de l'antenne d'émission et de l'antenne de réception sont raccordés aux antennes, en dBm ou dB(μV); la même unité que pour V_{DIRECT} doit être utilisée;

$F_{\text{aH,T}}$ est le facteur d'antenne à champ magnétique de l'antenne d'émission, en dB(S/m);

$F_{\text{aH,R}}$ est le facteur d'antenne à champ magnétique de l'antenne de réception, en dB(S/m);

A_{Ni} est la perte d'insertion normalisée de l'emplacement, en dB(m²/S²), calculée conformément à l'Annexe J;

ΔA_i est l'écart de perte d'insertion de l'emplacement, en dB.

$F_{\text{aH,T}}$ et $F_{\text{aH,R}}$ doivent être étalonnés conformément à la CISPR 16-1-6, avec des pas de fréquence inférieurs ou égaux à ceux spécifiés dans le Tableau 9.

En raison de la sensibilité exigée à une distance de mesure de 10 m, l'utilisation d'un amplificateur de puissance d'émission peut être exigée. Pour éviter de surcharger le récepteur en mode de mesure V_{DIRECT} , un atténuateur supplémentaire peut être nécessaire; voir Figure 38. Si cet atténuateur est utilisé pour la mesure V_{DIRECT} , mais pas pour la mesure V_{SITE} , un atténuateur étalonné doit être utilisé, et son affaiblissement a_{ATT} doit être pris en compte, conformément à l'Équation (28).

$$\Delta A_i = V_{\text{DIRECT}} + a_{\text{ATT}} - V_{\text{SITE}} - F_{\text{aH,T}} - F_{\text{aH,R}} - A_{\text{Ni}} \quad (28)$$

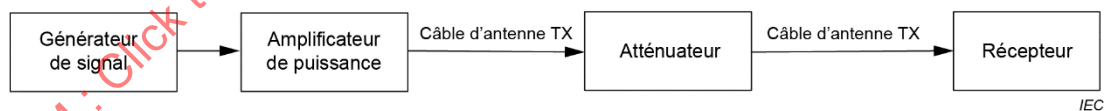


Figure 38 – Montage d'essai pour V_{DIRECT} avec amplificateur de puissance et atténuateur

5.5.3 Méthode de site de référence

L'écart de perte d'insertion de l'emplacement est calculé à l'aide de l'Équation (29).

$$\Delta A_i = V_{\text{DIRECT}} - V_{\text{SITE}} - A_{\text{LPR}} \quad (29)$$

La référence avec une paire d'antennes A_{LPR} est étalonnée à un REFTS à l'aide de l'Équation (30).

$$A_{LPR} = V_{DIRECT,R} - V_{SITE,R} \quad (30)$$

Un REFTS adapté doit présenter un écart de perte d'insertion de l'emplacement inférieur à 1 dB pour une distance de mesure de 3 m, et inférieur à 2 dB pour les autres distances de mesure. La conformité à cette exigence doit être démontrée à l'aide de la méthode NSIL indiquée en 5.5.2.

5.5.4 Critère d'acceptation

L'écart de perte d'insertion de l'emplacement ΔA_i , calculé conformément au 5.5.2 ou au 5.5.3 selon la méthode de validation de l'emplacement utilisée, doit satisfaire au critère applicable spécifié dans le Tableau 10 à toutes les fréquences, pour les trois orientations d'antenne et aux cinq positions d'essai.

Tableau 10 – Critère d'acceptation

Distance de mesure m	Écart maximal dB
3	±4 dB
5	±4 dB
10	±4 dB ^a
^a Les mesures des SAC de 10 m montrent qu'il peut ne pas être possible de satisfaire au critère de ±4 dB sur l'ensemble de la plage de fréquences. Par conséquent, l'utilisation d'une telle SAC est admise, même si elle ne satisfait pas au critère de ±4 dB. Dans ce cas, l'augmentation de l'incertitude doit être prise en compte pour respecter la limite applicable. Pour chaque fréquence, la valeur maximale de $ \Delta A_i $ pour tous les points où le critère est dépassé doit être prise comme δA_i pour calculer U_{lab} . U_{lab} est calculée séparément pour chaque orientation. Pour plus d'informations, voir la CISPR 16-4-2 et l'Annexe M. Davantage d'informations sur la mesure à différentes distances peuvent être obtenues dans [25].	

6 Emplacements d'essai pour la mesure du champ radioélectrique perturbateur dans la gamme de fréquences de 30 MHz à 1 000 MHz

6.1 Généralités

L'environnement doit assurer des résultats de mesure valides et reproductibles du champ perturbateur produit par un EUT. Pour un EUT qui ne peut être soumis à essai que sur son lieu d'utilisation, des dispositions différentes doivent être prises (voir les détails concernant les mesures in situ dans la CISPR 16-2-3).

Dans la plage de fréquences de 30 MHz à 1 GHz, un environnement en espace semi-libre est exigé. Cet environnement doit être un OATS, un OATS avec enceinte de protection contre les intempéries ou une SAC. Cependant, les mesures réalisées dans cette plage de fréquences peuvent également être effectuées dans un environnement en espace libre (c'est-à-dire dans une FAR).

6.2 OATS

6.2.1 Généralités

Un OATS est une zone caractérisée par un terrain plat dégagé avec la présence d'un plan de masse conducteur. Pour satisfaire aux exigences de validation du présent document, il est recommandé d'utiliser un plan de sol métallique. Un tel emplacement d'essai doit être exempt de constructions, de lignes électriques, de barrières, d'arbres, etc. et ne pas comporter de

câbles, canalisations, etc. enterrés, à l'exception de ceux exigés pour l'alimentation et le fonctionnement de l'EUT. L'Annexe D donne des recommandations spécifiques de construction d'un OATS pour les mesures de champ perturbateur dans la gamme 30 MHz – 1 000 MHz. Les procédures de validation de l'emplacement pour un OATS sont données en 6.6 et en 6.7. L'Annexe F explique les fondements du critère d'acceptabilité.

6.2.2 Enceinte de protection contre les intempéries

Une protection contre les intempéries est souhaitable si l'emplacement d'essai est utilisé tout au long de l'année. Une structure de protection contre les intempéries peut soit protéger l'emplacement d'essai entier (y compris l'EUT et l'antenne de mesure de champ) soit l'EUT uniquement. Les matériaux utilisés doivent être transparents au rayonnement RF, afin d'empêcher toute réflexion ou affaiblissement indésirables du champ émis par l'EUT (voir 6.3.1).

La structure de l'enceinte de protection contre les intempéries doit avoir une forme telle qu'elle permette de retirer facilement la neige, la glace ou l'eau. Pour plus d'informations, voir Annexe D.

6.2.3 Zone sans obstacle

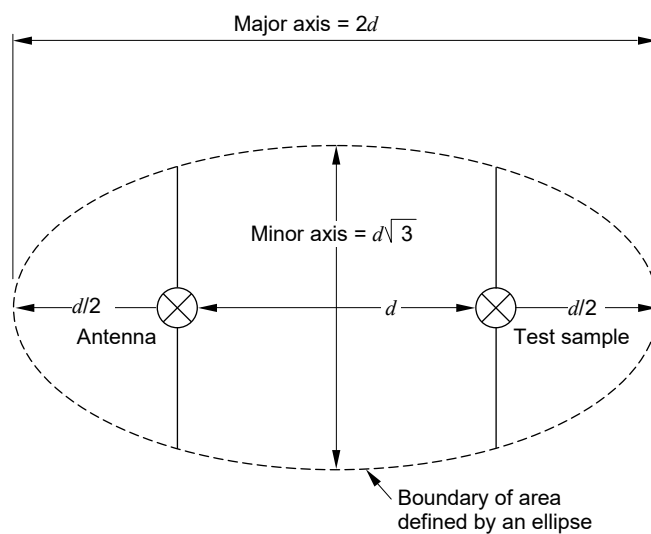
Pour les emplacements d'essai en zone dégagée, une zone sans obstacle entourant l'EUT et l'antenne de mesure de champ est exigée. La zone sans obstacle doit être exempte de diffuseurs importants des champs électromagnétiques, et doit être suffisamment grande pour que les diffuseurs situés à l'extérieur de la zone sans obstacle aient peu d'effets sur les champs mesurés par l'antenne de mesure de champ. Pour déterminer la conformité d'une zone sans obstacle, des essais de validation de l'emplacement doivent être effectués.

Puisque l'importance de la dispersion du champ par un objet dépend de nombreux facteurs (taille de l'objet, distance le séparant de l'EUT, orientation par rapport à l'EUT, conductivité et permittivité de l'objet, fréquence, etc.), il est impossible de définir une zone sans obstacle raisonnable nécessaire et suffisante pour toutes les applications. Les dimensions et la forme de la zone sans obstacle dépendent de la distance de mesure et du fait que l'EUT tourne ou non. Si l'emplacement est équipé d'une table tournante, la zone sans obstacle recommandée est une ellipse dont les deux foyers sont l'antenne de réception et l'EUT, et dont le grand axe est égal à deux fois la distance de mesure, et le petit axe égal au produit de la distance de mesure par $\sqrt{3}$ (voir Figure 5).

Pour cette ellipse, la longueur du chemin parcouru par le rayon indirect indésirable réfléchi par tout objet du périmètre est égale à deux fois la longueur du chemin parcouru par le rayon direct entre les foyers. Si un EUT de grandes dimensions est installé sur la table tournante, la zone sans obstacle doit être agrandie de telle manière que les distances de dégagement des obstacles soient établies par rapport au périmètre de l'EUT.

Si l'emplacement n'est pas équipé d'une table tournante, c'est-à-dire si l'EUT est fixe, la zone sans obstacle recommandée est une zone circulaire telle que la distance radiale du bord de l'EUT au bord de la zone est supérieure ou égale à la distance de mesure multipliée par 1,5 (voir Figure 6). Dans ce cas, l'antenne est déplacée autour de l'EUT à la distance de mesure.

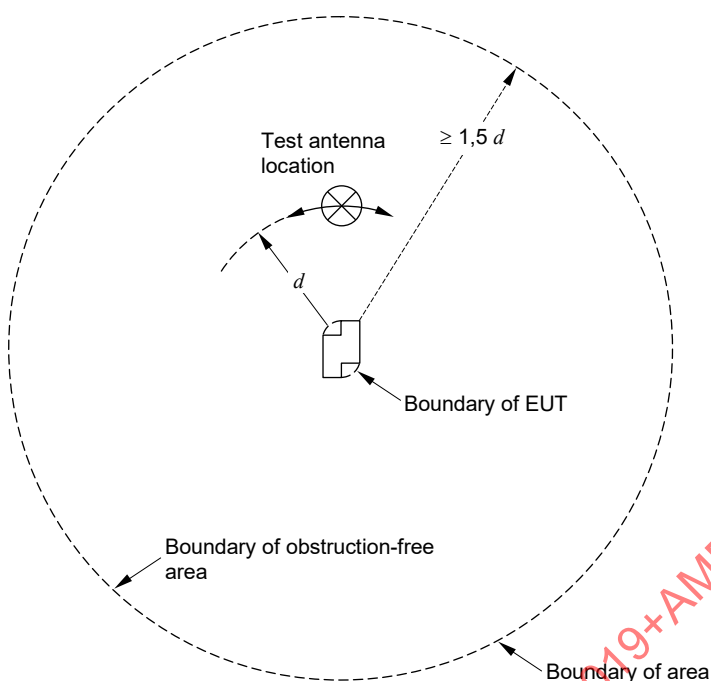
Le terrain compris dans la zone sans obstacle doit être plat. De faibles pentes, nécessaires à un drainage adéquat, sont acceptables. La planéité du plan de sol métallique, si l'on en utilise un, est traitée en D.2. Les appareils de mesure et tout le personnel doivent être situés à l'extérieur de la zone sans obstacle.



IEC 1073/12

Anglais	Français
Major axis	Axe majeur
Minor axis	Axe mineur
Antenna	Antenne
Test sample	Echantillon d'essai
Boundary of area defined by an ellipse	Bord de la surface définie par une ellipse

**Figure 5 – Zone sans obstacle d'un emplacement
d'essai équipé d'une table tournante**



IEC 1074/12

Anglais	Français
Test antenna location	Emplacement de l'antenne en essai
Boundary of EUT	Bord de l'EUT
Boundary of obstruction-free area	Bord de la zone sans obstacle
Boundary of area	Bord de la zone

Figure 6 – Zone sans obstacle avec EUT fixe

6.2.4 Environnement radiofréquence ambiant d'un emplacement d'essai

Les niveaux de radiofréquence ambiants d'un OATS doivent être suffisamment bas comparés aux niveaux des mesures de perturbation à effectuer. Aux fins de cette condition, la qualité du site peut être évaluée selon quatre catégories, énumérées ci-dessous par ordre de préférence:

- les émissions ambiantes sont d'au moins 6 dB inférieures aux niveaux de mesure;
- certaines émissions ambiantes sont à moins de 6 dB des niveaux de mesure;
- certaines émissions ambiantes sont supérieures aux niveaux de mesure mais sont, soit apériodiques (c'est-à-dire que le temps séparant deux émissions est suffisamment long pour permettre la réalisation d'une mesure), soit continues mais seulement à un nombre limité de fréquences identifiables,
- les niveaux ambiants sont supérieurs aux niveaux de mesure sur une grande partie de la gamme de fréquences de mesure et existent en continu.

Il convient que le choix d'un emplacement d'essai garantisse que la précision de la mesure est maintenue, en tenant compte de l'environnement ambiant et du niveau de compétence technique disponible.

En plus de l'environnement radioélectrique ambiant, le bruit de fond intrinsèque du récepteur contribue à l'incertitude, des résultats des mesures de perturbations rayonnées. C'est pourquoi les émissions radioélectriques ambiantes et le bruit intrinsèque du récepteur doivent être réduits le plus possible afin de pouvoir effectuer une comparaison valide des perturbations mesurées avec la limite de perturbation.

6.2.5 Plan de sol

Le plan de sol de l'OATS peut se trouver au niveau du sol, ou être surélevé sur une plateforme de dimension appropriée ou une toiture horizontale. Il est préférable d'utiliser un plan de sol métallique, mais, pour certains appareils ou applications, les publications produits peuvent recommander d'autres types de sites. L'adéquation du plan de sol métallique dépend de la conformité de l'emplacement d'essai aux exigences de validation de l'emplacement en 6.4. Si le matériau utilisé pour le plan de sol n'est pas métallique, il faut veiller à choisir un site dont les caractéristiques de réflectivité ne varient pas au fil du temps et des conditions météorologiques, ou sous l'effet de matériaux métalliques enterrés tels que ceux de canalisations ou de conduits, ou d'un sol non homogène. De tels sites donnent généralement des caractéristiques d'affaiblissement de site (SA) différentes de celles trouvées pour les sites à surface métallique.

6.3 Aptitude des autres emplacements d'essai

6.3.1 Autres emplacements d'essai à plan de sol

Un grand nombre d'emplacements et d'installations d'essai différents ont été construits et utilisés pour mesurer les perturbations rayonnées. La plupart sont protégés contre les intempéries et contre les perturbations provoquées par le bruit radioélectrique ambiant. Par exemple, dans une SAC, toutes les parois ainsi que le plafond sont recouverts d'un matériau absorbant approprié, tandis que le plancher est constitué d'un plan de sol métallique émulant un OATS. Une SAC isole l'antenne de réception de l'environnement RF ambiant et permet de soumettre à essai des EUT indépendamment des conditions météorologiques.

Lorsqu'un matériau de construction entoure un emplacement d'essai à plan de sol, le résultat d'une mesure de validation effectuée en un seul point, comme spécifié en 6.7, peut ne pas suffire à démontrer l'acceptabilité de cet autre site.

Ainsi, pour évaluer l'aptitude d'un autre emplacement d'essai à plan de sol, la procédure décrite en 6.8 doit être utilisée. Elle est fondée sur l'exécution de mesures de validation en plusieurs positions à l'intérieur du volume occupé par l'EUT. Pour qu'un site soit jugé équivalent à un OATS, les résultats de ces mesures de validation doivent tous se situer dans une tolérance de ± 4 dB.

NOTE Les SAC satisfont généralement à la catégorie de qualité de site a) du 6.2.4.

6.3.2 Emplacements d'essai sans plan de sol (FAR)

Une enceinte blindée entièrement tapissée d'absorbants, également appelée chambre entièrement anéchoïque (FAR), peut être utilisée pour mesurer les perturbations rayonnées. Lorsqu'un emplacement avec FAR est utilisé, des limites de perturbations rayonnées appropriées doivent être définies dans les normes concernées (normes génériques, de produit ou de famille de produits). La conformité d'un EUT aux exigences de protection des services de radiocommunications (limites) doit être évaluée sur les sites FAR à l'aide de méthodes similaires à celles utilisées pour les mesures effectuées sur un OATS.

Une FAR est destinée à simuler un environnement en espace libre tel que seul le rayon direct provenant de l'antenne d'émission ou de l'EUT atteigne l'antenne de réception. Toutes les ondes de rayonnement indirectes et réfléchies doivent être réduites le plus possible par le placement approprié d'un matériau absorbant RF sur toutes les parois, sur le plafond et sur le plancher d'une FAR. De même qu'une SAC, une FAR isole l'antenne de réception de l'environnement RF ambiant et permet de soumettre à essai des EUT, indépendamment des conditions météorologiques.

NOTE Les FAR satisfont généralement à la catégorie de qualité de site a) du 6.2.4.

6.4 Validation des emplacements d'essai

6.4.1 Généralités

Trois méthodes de validation d'emplacement peuvent être utilisées pour un COMTS aux fins de la présente norme:

- méthode du NSA avec doublets accordés;
- méthode du NSA avec antennes à large bande;
- méthode de site de référence avec antennes à large bande.

La méthode du NSA avec doublets accordés n'est pas décrite spécifiquement, mais elle peut être utilisée aux fins du présent document. Les tableaux de valeurs de NSA théoriques pour les doublets accordés, y compris les tableaux des facteurs de correction d'impédance mutuelle théoriques, sont donnés en [20]¹.

Les validations d'emplacements d'essai à plan de sol (OATS et SAC) sont présentées en 6.4.2 et en 6.5.1. Les points 6.6 et 6.7 décrivent respectivement les procédures employées dans la RSM et dans la méthode du NSA. La validation d'une SAC ou d'un OATS protégé contre les intempéries par une enceinte nécessite des mesures supplémentaires, qui sont décrites en 6.8.

Le Tableau 1 résume les méthodes de validation de l'emplacement applicables à ces types d'emplacements d'essai spécifiques. Comme l'indique ce tableau, deux ou trois méthodes de validation de l'emplacement sont décrites pour chacun de ces types d'emplacements d'essai. Pour les besoins du présent document, ces méthodes sont réputées équivalentes, ce qui signifie que la conformité au critère de validation peut être évaluée à l'aide d'une seule méthode. De plus, aucune de ces méthodes documentées n'est définie en tant que méthode de référence.

Les méthodes de validation de l'emplacement fournies dans le présent document permettent de mesurer l'uniformité du volume d'essai validé en procédant à une comparaison de l'affaiblissement de site idéal (théorique) et mesuré entre l'antenne d'émission et l'antenne de réception. L'antenne d'émission ne simule pas l'EUT; par conséquent, la procédure de validation ne définit pas le volume d'EUT maximal. Des réflexions sur les dimensions de l'EUT en fonction de la distance de mesure sont fournies dans la CISPR 16-2-3.

Tableau 1 – Méthodes de validation d'emplacement applicables pour les emplacements de type OATS, à base d'OATS, SAC et FAR

Type d'emplacements d'essai	Applicabilité des méthodes de validation de l'emplacement		
	Doublets accordés NSA	Antennes à large bande NSA	Antennes à large bande RSM
OATS	Oui	Oui	Oui
OATS avec protection contre les intempéries	Non	Oui	Oui
SAC	Non	Oui	Oui
FAR	Non	Oui	Oui

¹ Les chiffres entre crochets se réfèrent à la bibliographie.

6.4.2 Vue d'ensemble des validations d'un emplacement d'essai

La validation d'un emplacement d'essai est réalisée à l'aide de deux antennes de même polarisation. La validation doit être effectuée séparément pour les polarisations horizontale et verticale.

Le SA correspond à la différence des valeurs suivantes:

- niveau de tension de la source, V_i , appliqué à une antenne d'émission;
- niveau maximal de la tension reçue, V_R , mesuré aux bornes d'une antenne de réception pendant un balayage en hauteur spécifié de l'antenne.

Les mesures de tension sont effectuées dans un circuit à 50 Ω .

Le SA mesuré d'un OATS (voir 6.2) et d'autres emplacements d'essai à plan de sol (voir 6.3.1) est comparé aux caractéristiques de SA obtenues pour un OATS idéal; ceci constitue la définition du mesurande pour les validations d'emplacements d'essai. Le résultat de cette comparaison est l'écart de SA, ΔA_s , en dB; voir Equation (6) et Equation (7). L'emplacement est réputé convenable lorsque les résultats de l'écart de SA se situent dans une tolérance de ± 4 dB.

Si la tolérance de ± 4 dB est dépassée, la configuration de l'emplacement d'essai doit être examinée selon 6.9.

NOTE Les fondements du critère d'acceptabilité de site à ± 4 dB sont donnés en Annexe F.

De plus, les écarts de SA ne doivent pas être utilisés pour corriger les données de mesure de champ d'un EUT. Les procédures en 6.4 ne doivent être utilisées que pour les validations d'un emplacement d'essai.

6.5 Paramètres de base de la méthode du NSA pour OATS et SAC

6.5.1 Equation générale et tableau des valeurs de NSA théoriques

Les valeurs de NSA calculées à des fréquences spécifiques sont fournies dans le Tableau 2 pour les antennes à large bande. Les grandeurs d , h_1 , h_2 , f_M et A_N utilisées sont identifiées à la fin du Tableau 2.

NOTE 1 Les valeurs du NSA aux fréquences non indiquées dans le Tableau 2 peuvent être obtenues par interpolation linéaire des valeurs présentes dans les tableaux.

NOTE 2 L'espacement d entre les paires d'antennes LPDA est mesuré à partir de la projection sur le plan de masse du point médian de l'axe longitudinal de chaque antenne.

NOTE 3 L'espacement d entre les antennes biconiques est mesuré à partir des axes centraux des éléments au point d'alimentation.

Pour effectuer les mesures dans chaque polarisation, la méthode du NSA nécessite deux mesures différentes de la tension reçue, V_R .

La première valeur de V_R (V_{DIRECT}) est mesurée avec les deux câbles coaxiaux déconnectés des deux antennes et connectés l'un à l'autre par l'intermédiaire d'un adaptateur. La deuxième valeur de V_R (V_{SITE}) est mesurée avec les câbles coaxiaux reconnectés à leurs antennes respectives, puis le signal maximal est mesuré lorsque l'antenne de réception est balayée en hauteur (de 1 m à 4 m pour des distances de séparation de 3 m, 5 m 10 m et 30 m). Pour ces deux mesures, la tension de la source de signal V_i est maintenue constante. Les résultats de mesure, ainsi que le NSA théorique (A_N), sont utilisés dans l'Equation (6) pour obtenir les résultats de l'écart de SA. Tous les termes sont en dB.

$$\Delta A_s = V_{\text{DIRECT}} - V_{\text{SITE}} - F_{aT} - F_{aR} - A_N \quad (6)$$

où

ΔA_s est l'écart de SA;

F_{aT} est le facteur d'antenne d'émission;

F_{aR} est le facteur d'antenne de réception;

A_N est le NSA théorique, d'après le Tableau 2.

F_{aT} et F_{aR} doivent être étalonnés comme des facteurs d'antenne en espace libre (voir 6.5.2).

Noter que les deux premiers termes représentent la mesure réelle de l'affaiblissement de l'emplacement, c'est-à-dire que $(V_{\text{DIRECT}} - V_{\text{SITE}})$ est égal à la vue classique de l'affaiblissement de l'emplacement qui correspond à la perte d'insertion du trajet de propagation, y compris les propriétés des deux antennes utilisées.

Pour confirmer l'absence de dérive de tension due aux variations de température dans les instruments de mesure ou les câbles, mesurer à nouveau V_{DIRECT} après une période de temps appropriée pour confirmer la stabilité des résultats.

Selon la méthode de mesure de NSA utilisée (méthode par balayage de fréquence selon 6.7.2 ou méthode de la fréquence discrète selon 6.7.1), le critère de validation doit être respecté à toutes les fréquences de la gamme de fréquences souhaitée.

Le Tableau 2 énumère les valeurs de NSA pour les antennes à large bande, telles que les antennes biconiques ou les LPDA, pour les polarisations horizontale et verticale par rapport au plan de masse.

Si ΔA_s est supérieur à ± 4 dB, suivre la procédure décrite en 6.9.

4N -
2)

A_N												
dB/(m ² ·s)												
15,8	11,0	20,7	15,6	14,3	29,8	24,1	21,3	19,7	47,8	41,7	8,1	2
13,4	8,8	18,2	13,3	12,2	27,1	21,6	18,9	17,4	45,1	39,1	6,1	2
11,3	7,0	16,0	11,4	10,5	24,9	19,4	16,9	15,6	42,8	36,8	5,5	2
9,4	5,5	14,1	9,8	9,1	22,9	17,5	15,2	14,2	40,8	34,7	4,4	2
7,8	4,2	12,4	8,5	7,9	21,1	15,9	13,7	13,1	38,9	32,9	4,4	2
5,0	2,2	9,5	6,3	6,0	18,0	13,1	11,5	11,3	35,8	29,8	2,1	2
2,8	0,6	7,2	4,6	4,4	15,5	10,9	9,9	9,9	33,1	27,2	1,1	2
0,9	-0,7	5,3	3,2	3,2	13,3	9,2	8,6	8,7	30,8	24,9	0,0	-1
-0,7	-1,8	3,7	2,0	2,1	11,4	7,8	7,5	7,7	28,8	23,0	-0,0	-1
-2,0	-2,8	2,3	1,0	1,1	9,7	6,7	6,6	6,7	27	21,2	-0,0	-1
-4,2	-4,4	0,1	-0,7	-0,5	7,0	5,0	4,9	5,1	23,9	18,2	-1	-1
-6,0	-5,8	-1,7	-2,1	-1,9	4,8	3,5	3,5	3,8	21,2	15,8	-1	-1
-7,4	-6,7	-3,1	-3,3	-3,1	3,1	2,3	2,4	2,6	19	13,8	-1	-1
-8,6	-7,2	-4,3	-4,4	-4,1	1,7	1,2	1,3	1,6	17	12,0	-1	-1
-9,6	-8,4	-5,3	-5,3	-4,7	0,6	0,3	0,4	0,6	15,3	10,6	-3	-3
-11,7	-10,6	-7,5	-6,7	-6,7	-1,6	-1,7	-1,6	-1,2	11,6	7,8	-7	-7

Tableau 2 (2 de 2)

Polarisation		Horizontale										Verticale											
d	m	3	3	5	5	10	10	10	10	30	30	3	3	5	5	5	10	10	10	10	30	30	
h_1	m	1	2	1	2	2,5	1	2	3	4	1	2	1	1,5	1	1,5	2,0	1	1,5	2,5	3,5	1	
$h_{2,min}$	m	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	
$h_{2,max}$	m	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	
f_M	MHz	A_N																					
		dB(m ²)																					
300		-12,8	-12,3	-9,2	-8,5	-8,4	-3,3	-3,3	-3,0	-2,8	8,8	6,1	-10,5	-10,9	-6,2	-7,5	-7,3	-1,5	-1,9	-2,4	-1,9	6,2	
400		-14,8	-14,9	-11,8	-11,2	-11,0	-5,9	-5,8	-5,6	-5,4	4,6	3,5	-14,0	-12,6	-10,0	-10,5	-10,0	-4,1	-5,0	-5,1	-4,5	3,9	
500		-17,3	-16,7	-13,0	-13,3	-13,0	-7,9	-7,6	-7,6	-7,3	1,8	1,6	-16,4	-15,1	-12,5	-12,6	-11,6	-6,7	-7,2	-7,1	-6,3	2,1	
600		-19,1	-18,3	-14,9	-14,9	-14,5	-9,5	-9,3	-9,2	-8,9	0,0	0,0	-16,3	-16,9	-14,4	-13,5	-13,4	-8,7	-9,0	-8,7	0,8	1,8	
700		-20,6	-19,7	-16,4	-16,1	-15,9	-10,8	-10,6	-10,5	-10,2	-1,3	-1,4	-18,4	-18,4	-15,9	-15,1	-14,8	-10,2	-10,4	-9,9	-9,3	-0,9	
800		-21,3	-20,8	-17,6	-17,3	-17,1	-12,0	-11,8	-11,6	-11,4	-2,5	-2,5	-20,0	-19,3	-17,2	-16,5	-16,0	-11,5	-11,6	-11,1	-10,5	-2,3	
900		-22,5	-21,8	-18,7	-18,4	-18,0	-12,8	-12,9	-12,7	-12,4	-3,5	-3,5	-21,3	-20,4	-17,4	-17,6	-16,9	-12,6	-12,7	-12,1	-11,5	-3,4	
1 000		-23,5	-22,7	-19,7	-19,3	-19,0	-13,8	-13,8	-13,6	-13,6	-4,4	-4,5	-22,4	-21,4	-18,5	-18,6	-17,9	-13,6	-13,6	-13,1	-12,4	-4,3	
^a	Ces données s'appliquent aux antennes qui sont dégagées d'au moins 25 cm du plan de masse lorsque le centre de ces antennes se situe à 1 m au-dessus du plan de masse en polarisation verticale.																						
Des valeurs à d'autres fréquences sont obtenues par interpolation linéaire.																							
d	est la distance de séparation horizontale entre la projection des points médians de l'antenne d'émission et de l'antenne réception sur le plan de masse.																						
h_1	est la hauteur du centre de l'antenne d'émission au-dessus du plan de masse.																						
h_2	est la plage de hauteurs du centre de l'antenne de réception au-dessus du plan de sol. Le signal maximal reçu dans cette plage de balayage en hauteur est utilisé pour les résultats du NSA.																						
f_M	est la fréquence.																						
A_N	est le NSA.																						

6.5.2 Etalonnage de l'antenne

Pour une validation de l'emplacement utilisant la méthode du NSA, les facteurs d'antenne en espace libre mesurés selon les méthodes données dans la CISPR 16-1-6 sont utilisés.

L'utilisation de facteurs d'antenne en espace libre pour le calcul du NSA, selon l'Equation (6), peut donner lieu à des erreurs, en particulier pour les antennes doublets accordées et biconiques en dessous de 300 MHz. Cela s'explique par le fait que le modèle pour les valeurs de NSA théoriques données dans le Tableau 2 est basé sur un doublet hertzien et non sur les antennes réelles utilisées pour mesurer l'affaiblissement de l'emplacement. Ce modèle ne tient pas compte de la variation notable du facteur d'antenne résultant du couplage mutuel au plan de masse, ou ne tient pas compte du diagramme de rayonnement de l'antenne. Ce problème ne se produit pas avec la méthode RSM, car elle n'intègre pas de facteurs d'antenne. Une solution partielle qui réduit significativement les incertitudes des facteurs d'antenne dans la méthode du NSA est disponible en [19].

6.6 Méthode de site de référence pour OATS et SAC

6.6.1 Généralités

La méthode RSM est une autre méthode pour valider l'aptitude d'un emplacement d'essai en utilisant des antennes à large bande. Comme avec la méthode du NSA, l'évaluation de V_{DIRECT} et V_{SITE} est exigée. Ces résultats sont obtenus en utilisant exactement les mêmes géométries et les mêmes polarisations que celles qui sont spécifiées pour la méthode du NSA. Pour un OATS protégé contre les intempéries par une enceinte ou une SAC, les configurations sont les suivantes:

- distance d'essai de 3 m, 5 m ou 10 m;

NOTE 1 Bien que la RSM puisse être appliquée pour des emplacements de mesure à 30 m, ceci est impossible en raison du nombre limité d'emplacements d'essai de référence appropriés.

- hauteurs des antennes d'émission de 1 m et 2 m pour la polarisation horizontale, et de 1 m et 1,5 m pour la polarisation verticale;

NOTE 2 Voir les autres hauteurs d'antenne d'émission dans le Tableau 2.

- plage de balayage en hauteur de l'antenne de réception de 1 m à 4 m.

La principale différence entre les méthodes RSM et NSA est le calcul des écarts de SA, en utilisant l'Equation (7):

$$\Delta A_s = V_{\text{DIRECT}} - V_{\text{SITE}} - A_{\text{APR}} \quad (7)$$

Plutôt que d'utiliser les facteurs d'antenne pour l'antenne d'émission et l'antenne de réception et les valeurs de NSA (A_N) calculées, comme dans l'Equation (6) de la méthode du NSA, les résultats de mesure de SA de référence avec une paire d'antennes (A_{APR}) sont utilisés.

NOTE 3 A_{APR} ne tient pas compte des facteurs d'antenne, mais intègre le couplage entre les antennes, y compris les effets du couplage de chaque antenne avec le sol. De plus, les diagrammes de rayonnement des antennes sont inclus, ce qui diffère de la méthode du NSA, où une approximation des diagrammes de rayonnement est effectuée en reprenant ceux de doublets hertiens.

Pour un OATS protégé contre les intempéries par une enceinte et une SAC, quatre ensembles de données sont exigés, à savoir deux hauteurs d'antenne avec deux polarisations. Pour chaque distance, polarisation et hauteur d'antenne supplémentaires, un A_{APR} différent est nécessaire, comme indiqué dans l'exemple de modèle du Tableau 3.

Tableau 3 – Exemple de modèle pour les ensembles de données A_{APR}

Fréquence MHz	Affaiblissement de site de référence avec une paire d'antennes, A_{APR} dB			
	Horizontal		Vertical	
	$h_1 = 1$ m	$h_1 = 2$ m	$h_1 = 1$ m	$h_1 = 1,5$ m
30	...	...	...	...
31	...	...	...	...
32	...	...	...	...
...	...	...	...	...

Lorsqu'un analyseur de réseau ou un récepteur à pas de fréquence est utilisé pour effectuer une mesure par RSM, les pas de fréquence du Tableau 4 doivent être utilisés.

NOTE 4 La RSM est une méthode par balayage de fréquence. Le Tableau 4 définit le pas maximal.

NOTE 5 Lorsqu'on utilise un récepteur à accord continu ou un analyseur de spectre pour une mesure par RSM, la définition du pas de fréquence du Tableau 4 ne s'applique pas.

Tableau 4 – Pas de fréquence de la RSM

Plage de fréquences MHz	Pas de fréquence maximal MHz
30 à 100	1
100 à 500	5
500 à 1 000	10

Les fréquences pour la mesure par RSM doivent être identiques aux fréquences utilisées pour obtenir la valeur A_{APR} (par exemple, à un REFTS; voir 6.6.3).

Le critère ΔA_s , voir Equation (7), doit être respecté pour les fréquences indiquées dans le Tableau 4.

6.6.2 Antennes non admises pour les mesures par RSM

Pour les besoins du présent document, des antennes hybrides ne doivent pas être utilisées pour les mesures de validation de l'emplacement par RSM.

NOTE 1 Lors de la validation d'emplacements de SAC spécifiques à l'aide d'antennes biconiques et hybrides, un écart important a été observé entre les résultats. La principale raison de cet écart est la différence de distance entre les centres de phase des antennes, par exemple 10 m pour les antennes biconiques et environ 11,2 m pour les antennes hybrides typiques. Pour éviter ces problèmes de reproductibilité, les antennes hybrides sont exclues.

NOTE 2 Les antennes hybrides ne sont en général pas utilisées pour la validation de l'emplacement en raison des incertitudes plus grandes qui sont associées au positionnement de ces antennes généralement plus grandes et plus encombrantes, en particulier pour un emplacement d'essai à 3 m où la longueur globale combinée des deux antennes hybrides peut être proche de 3 m.

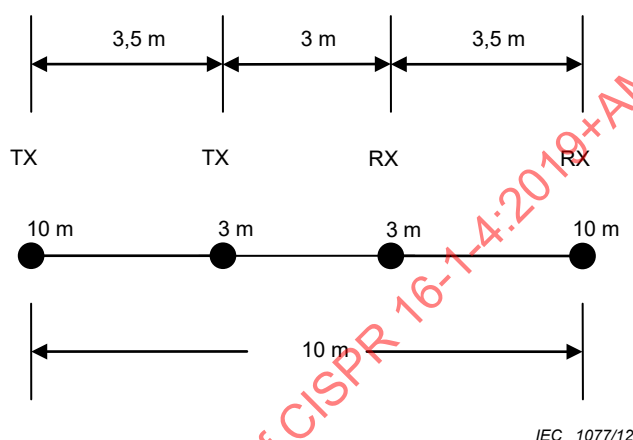
NOTE 3 Les performances obtenues pour une SAC sont généralement meilleures avec des antennes normales (biconiques ou LPDA) pour un ΔA_s plus faible; il est fortement déconseillé d'ajuster les paramètres de conception de la SAC pour obtenir la conformité de validation de l'emplacement avec des antennes hybrides. Pour construire une SAC délivrant de meilleures performances que celles exigées, la norme demande au fabricant de respecter un écart $\Delta A_s = 3,5$ dB, par exemple.

6.6.3 Détermination de l'affaiblissement de site de référence avec une paire d'antennes sur un REFTS

Une approche de la mesure de A_{APR} consiste à utiliser un emplacement d'essai de référence (REFTS) dont les performances ont été déterminées conformément aux procédures décrites dans la CISPR 16-1-5. Une approche distincte est donnée en 6.6.4.

Avec une distance d'essai de 10 m, les positions du REFTS utilisées pour déterminer A_{APR} doivent être identiques à celles utilisées pour la validation du REFTS selon les procédures de la CISPR 16-1-5.

Avec une distance d'essai de 3 m, des mesures doivent être effectuées sur l'axe tracé entre les positions de l'antenne d'émission et l'antenne de réception utilisées pour la validation du REFTS selon les procédures de la CISPR 16-1-5 (voir Figure 7).



Légende

TX = antenne d'émission

RX = antenne de réception

Figure 7 – Position des points d'essai pour un essai à des distances de 3 m et de 10 m

La procédure suivante doit être utilisée pour déterminer A_{APR} :

- déterminer V_{DIRECT} ;
- disposer l'antenne d'émission en polarisation horizontale à une hauteur de 1 m;
- disposer l'antenne de réception avec la même polarisation à une distance d ;
- déterminer V_{SITE} pendant le balayage en hauteur de 1 m à 4 m de l'antenne de réception;
- calculer A_{APR} comme suit, à l'aide de l'Equation (8):

$$A_{APR} = V_{DIRECT} - V_{SITE} \quad (8)$$

- répéter les étapes b) à e) pour une hauteur d'antenne d'émission de 2 m avec polarisation horizontale, puis pour des hauteurs d'émission de 1 m et 1,5 m avec polarisation verticale.

6.6.4 Détermination de l'affaiblissement de site de référence avec une paire d'antennes à l'aide d'une technique de moyennage sur un OATS de grandes dimensions

Une autre méthode pour déterminer A_{APR} consiste à effectuer des mesures sur un OATS de grandes dimensions (voir les alinéas suivants de ce paragraphe pour savoir ce qui est entendu par "grandes dimensions"). Les écarts de SA par rapport au comportement idéal sont dus à la limitation de la surface et de la planéité du plan de sol, et aux réflexions des objets

situés au voisinage immédiat, par exemple les bâtiments ou les arbres. D'autre part, les réflexions des bords du plan de sol peuvent produire une ondulation sinusoïdale du SA mesuré, principalement pour les mesures en polarisation verticale. Lorsque la position de la paire d'antennes sur le plan de sol varie, l'amplitude et la phase de l'ondulation varient également.

Pour réduire ces effets le plus possible, le SA est mesuré pour plusieurs positions de la paire d'antennes et une valeur moyenne est calculée. Cette valeur moyenne converge vers le SA d'un site idéal.

NOTE 1 Une technique similaire est indiquée en référence [19].

L'OATS de grandes dimensions doit satisfaire aux exigences suivantes:

- plan de sol de 30 m sur 20 m minimum;
- écart par rapport à la planéité inférieur à ± 10 mm;
- aucune couche protectrice (diélectrique) sur le plan de sol métallique.

La procédure suivante doit être utilisée pour déterminer A_{APR} .

- a) Identifier des points d'essai appariés sur l'OATS selon la configuration indiquée à la Figure 8. Les neuf points associés à chaque antenne doivent être situés sur le plan de sol. Si une couverture de protection contre les intempéries est présente sur l'OATS, la distance minimale entre un quelconque point d'essai et une quelconque partie de cette couverture doit être supérieure à 3 m. Les positions de mesure à l'intérieur de la couverture sont interdites.

NOTE 2 Il est avantageux de disposer la grille locale (système de coordonnées) à un angle relatif non nul par rapport aux bords (rectilignes) du plan de sol et à un angle relatif non nul par rapport aux jonctions soudées. Un exemple d'une telle implantation est donné à la Figure 9.

Dans les conditions suivantes, l'utilisation de moins de neuf positions de mesure (18 points) doit être admise:

- 1) Lorsque la conformité a été démontrée antérieurement:

si la conformité au critère écart type $s \leq 0,3$ dB [voir Equation (10)] a été démontrée pour au moins une paire d'antennes pour chaque sous-gamme de fréquences dans les 24 mois qui précèdent, le nombre minimal suivant de positions de mesure de la paire d'antennes doit être admis:

- une position (au centre) pour les antennes biconiques, en polarisation horizontale;
- trois positions (au centre, plus deux autres positions) pour les antennes biconiques, en polarisation verticale;
- une position (au centre) pour les antennes LPDA dans les deux polarisations.

- 2) Lorsque la conformité a été démontrée avec un plus petit nombre de points, si le critère de conformité est respecté avec moins de neuf points, il est admis d'utiliser ce nombre de points.

NOTE 3 Pour déterminer l' A_{APR} le plus précis, l'utilisation de toutes les neuf positions de la paire d'antennes améliorera le résultat moyen.

- b) Numéroté les positions de mesure choisies de 1 à N ($N \leq 9$).
- c) Disposer les antennes dans la position 1.
- d) Mesurer $A_{APR,1}$ pour toutes les hauteurs et polarisations exigées à toutes les fréquences énumérées dans le Tableau 4.
- e) Répéter l'étape d) pour toutes les autres positions.
- f) Calculer la moyenne, exprimée en dB, de l' $A_{APR,i}$ mesuré, à l'aide de l'Equation (9):

$$A_{APR} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N A_{APR,i} \quad (9)$$

g) Calculer l'écart type de l' A_{APR} moyen, exprimé en dB, à l'aide de l'Equation (10):

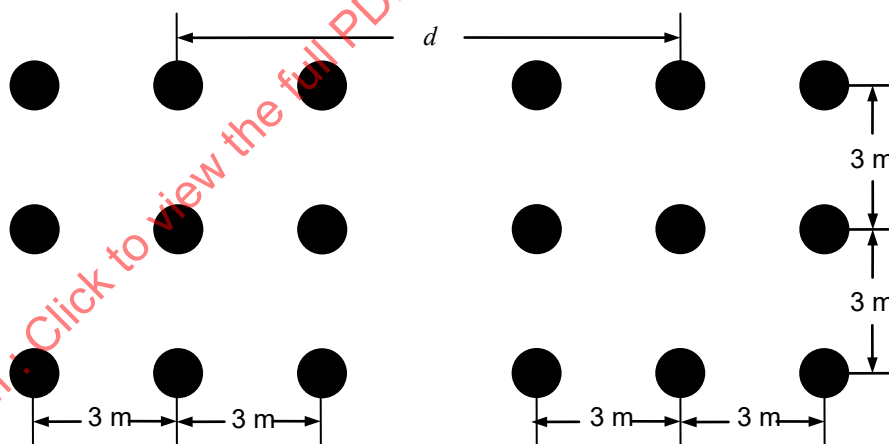
$$s(A_{APR}) = \sqrt{\frac{1}{N(N-1)} \sum_{i=1}^N (A_{APR,i} - A_{APR})^2} \quad (10)$$

Les valeurs A_{APR} étalonnées doivent être réputées utilisables pour une validation ultérieure de COMTS si $s \leq 0,6$ dB pour toutes les fréquences mesurées.

Si $N \geq 2$, l'Equation (10) doit être utilisée pour calculer la précision de $s(A_{APR})$ nécessaire pour un calcul d'incertitude. Si $N = 1$, l'hypothèse de $s = 0,6$ dB doit être retenue.

Il faut particulièrement veiller à ce qu'aucun décalage commun (effet systématique) ne soit introduit dans les données pour toutes les positions choisies. Un tel effet pourrait être dû à l'influence du mât d'antenne. Pour certains mâts d'antenne, un couplage significatif entre la couverture métallique du boîtier du moteur et l'antenne peut se produire. L'amplitude de cette influence doit être étudiée en modifiant la distance entre l'antenne et la couverture du moteur, d_{Ant} , (voir Figure 10), et en répétant les mesures A_{APR} avec ces nouvelles configurations. Cette influence doit être incluse dans le calcul d'incertitude.

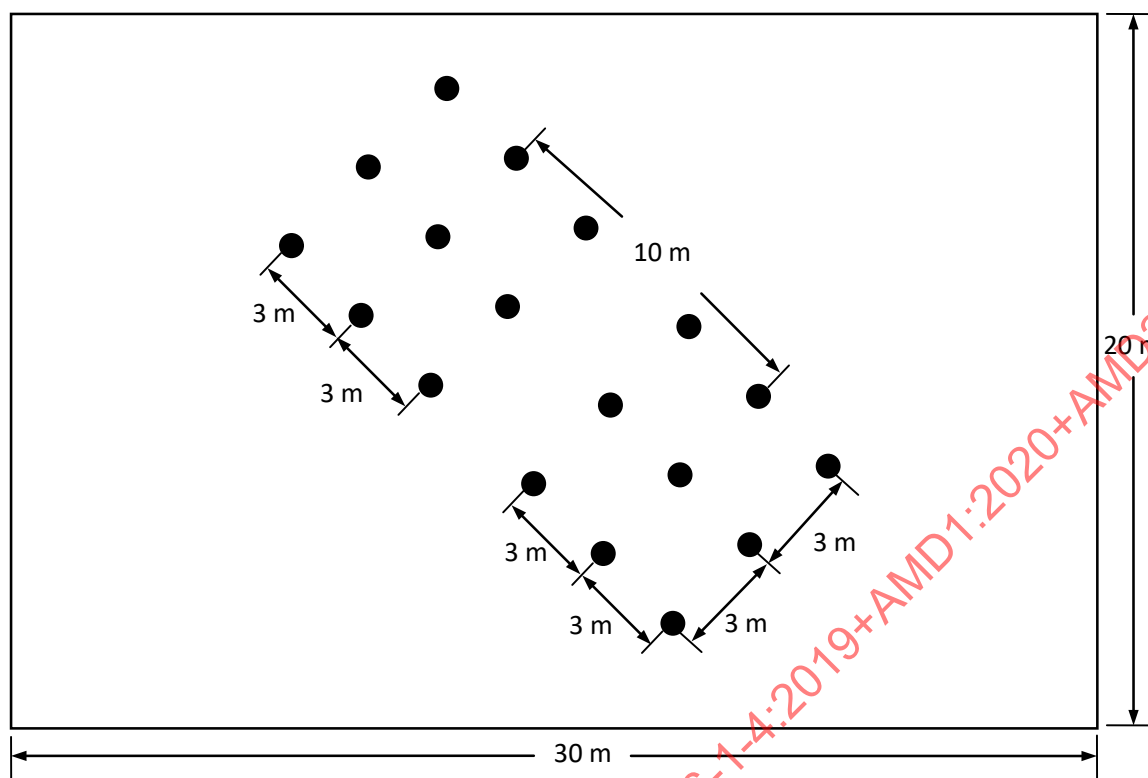
Un décalage commun peut également être causé par des réflexions du câble d'antenne. Pour réduire cette influence le plus possible, le câble doit être tendu horizontalement sur une longueur d'au moins 2 m derrière l'antenne avant d'être abaissé jusqu'au sol. Des ferrites à pince doivent être utilisées sur les câbles pour réduire les courants de surface. Ce facteur d'influence doit également être inclus dans le calcul d'incertitude.



IEC 1078/12

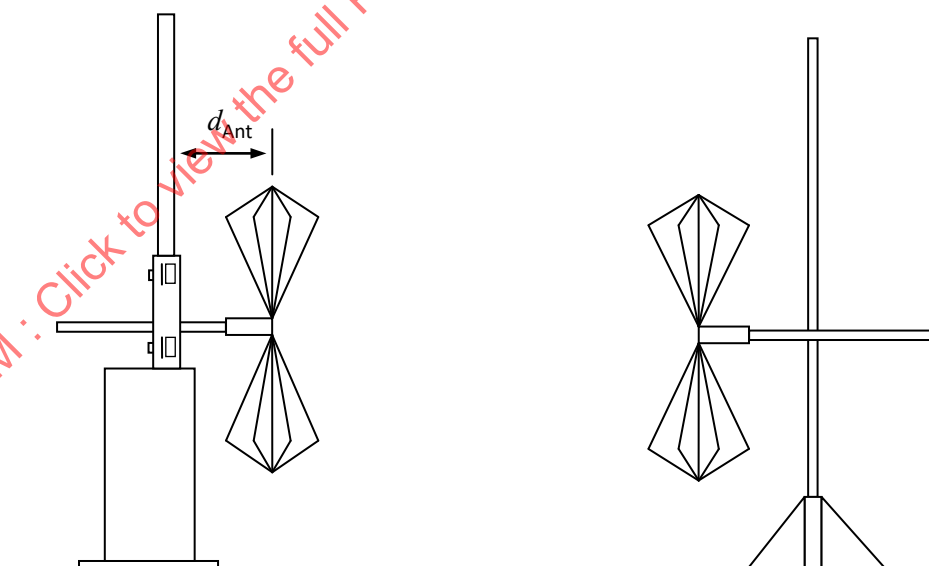
d est la distance entre les projections des deux points de référence d'antenne

Figure 8 – Position des points d'essai appariés pour toutes les distances d'essai



IEC 1079/12

Figure 9 – Exemple de choix de points d'essai appariés pour un essai à une distance de 10 m



IEC 1080/12

Figure 10 – Représentation d'une étude de l'influence du mât d'antenne sur A_{APR}

6.7 Validation d'un OATS par la méthode du NSA

6.7.1 Méthode de la fréquence discrète

6.7.1.1 Montage de mesure

Se référer à la Figure 11 et à la Figure 12 du 6.8 pour obtenir des détails spécifiques concernant le montage d'essai. Le générateur de signaux est raccordé à l'antenne d'émission par une longueur de câble appropriée. L'antenne d'émission est placée dans la position souhaitée. La hauteur de l'antenne d'émission est fixée à h_1 (voir Tableau 2 pour connaître les valeurs de h_1) et la polarisation souhaitée est choisie. Pour les antennes à large bande, les hauteurs d'antenne doivent être de $h_1 = h_{2,\min} = 1$ m.

L'antenne de réception est montée sur un mât qui permet le balayage de toute la plage de hauteurs, de $h_{2,\min}$ à $h_{2,\max}$, placé à une distance d de l'antenne d'émission, elle est raccordée au récepteur de mesure ou à l'analyseur de spectre par l'intermédiaire d'une longueur de câble appropriée. La polarisation choisie est la même que pour l'antenne d'émission.

NOTE Contrairement au montage d'essai représenté à la Figure 11 et à la Figure 12, la validation de l'emplacement pour un OATS exige seulement une mesure d'affaiblissement d'emplacement unique.

6.7.1.2 Procédure de mesure

Les étapes suivantes doivent être exécutées pour chaque fréquence indiquée dans le Tableau 2. Les mesures sont d'abord effectuées sur les antennes alignées horizontalement, puis sur les antennes alignées verticalement, la hauteur de l'antenne d'émission étant fixée à h_1 .

- Régler le niveau de sortie du générateur de signaux pour obtenir un affichage de la tension reçue largement supérieur au bruit ambiant, et au bruit du récepteur de mesure ou de l'analyseur de spectre.
- Elever l'antenne de réception sur le mât dans la plage de balayage h_2 comme spécifié dans le Tableau 2.
Noter le niveau maximal du signal. Cette valeur correspond à V_{SITE} dans l'Equation (6) (voir 6.5).
- Déconnecter les câbles de l'antenne d'émission et de l'antenne de réception, puis les connecter directement entre eux au moyen d'un adaptateur intermédiaire.
- Noter le niveau du signal, câbles de l'antenne d'émission et de l'antenne de réception connectés. Cette valeur correspond à V_{DIRECT} dans l'Equation (6).
- A chaque fréquence et pour chaque polarisation, introduire les valeurs des étapes b) et d) dans l'Equation (6).
- Introduire les facteurs d'antenne de l'antenne d'émission et de l'antenne de réception à la fréquence de mesure dans l'Equation (6).
- Résoudre l' $A_s = V_{\text{DIRECT}} - V_{\text{SITE}} - F_{\text{AT}} - F_{\text{AR}}$ pour A_s , qui est le NSA associé à la fréquence de mesure et à la polarisation utilisées.
- Soustraire la valeur de l'étape g) du NSA théorique approprié figurant dans le Tableau 2 pour obtenir ΔA_s .
- Si les résultats ΔA_s de l'étape h) sont inférieurs à ± 4 dB, l'emplacement est réputé acceptable à cette fréquence et cette polarisation.
- Répéter les étapes a) à i) pour la combinaison de fréquence et de polarisation suivante.

NOTE Pour les mesures de NSA, une désadaptation d'impédance à la sortie de la source de signal ou à l'entrée du récepteur de mesure ou de l'analyseur de spectre peut entraîner des réflexions sources d'erreurs. Ceci peut être évité en utilisant des atténuateurs de 10 dB, à savoir un au niveau de l'antenne d'émission et un au niveau de l'antenne de réception. Si la sensibilité du système le permet, ces atténuateurs restent connectés aux câbles pendant tout le processus de mesure de NSA.

6.7.2 Méthode par balayage de fréquence

6.7.2.1 Montage de mesure

Le montage est similaire à celui de 6.7.1, à l'exception du fait que seules des antennes à large bande sont utilisées. Aucune restriction du balayage en hauteur des antennes à polarisation verticale n'est nécessaire en raison de la taille réduite de ces antennes à large bande (par rapport aux doublets accordés, par exemple). Les hauteurs d'antenne doivent être de

$$h_1 = h_{2,\min} = 1 \text{ m.}$$

6.7.2.2 Procédure de mesure

Il convient d'exécuter les étapes suivantes en utilisant des appareils de mesure automatiques dotés d'une capacité de maintien des valeurs de crête ("maintien de la valeur maximale"), d'une capacité de mémorisation et d'un générateur de poursuite. Dans cette méthode, la hauteur de l'antenne de réception, h_2 , et la fréquence sont toutes deux balayées sur les plages de hauteurs et les gammes de fréquences exigées. Les gammes de fréquences sont habituellement déterminées par le type d'antenne à large bande utilisé. La vitesse de balayage en fréquence doit être beaucoup plus grande que la vitesse de balayage en hauteur de l'antenne. Régler la hauteur de l'antenne d'émission à h_1 .

- Régler le niveau de sortie du générateur de poursuite pour obtenir un affichage de la tension reçue largement supérieur au bruit ambiant, et au bruit du récepteur à balayage ou de l'analyseur de spectre.
- Elever l'antenne de réception sur le mât jusqu'à la hauteur maximale de la plage de balayage, comme spécifié dans le Tableau 2.
- Régler l'analyseur de spectre pour balayer la gamme de fréquences souhaitée. S'assurer que l'analyseur de spectre est réglé de telle façon qu'un signal similaire, d'une amplitude jusqu'à 60 dB supérieure, puisse être affiché sur la même échelle d'amplitude. Cela permet l'enregistrement des niveaux à l'étape d).
- Abaisser lentement l'antenne de réception jusqu'à la hauteur minimale de la plage de balayage, comme spécifié dans le Tableau 2 pour la géométrie de site appropriée. Mémoriser ou enregistrer l'affichage de la tension maximale reçue V_{SITE} en dB(μ V). (Il convient que le temps d'abaissement de l'antenne soit beaucoup plus long que la durée de balayage en fréquence.)
- Déconnecter les câbles de l'antenne d'émission et de l'antenne de réception et les connecter directement entre eux au moyen d'un adaptateur intermédiaire. Mémoriser ou enregistrer l'affichage de la tension résultante V_{DIRECT} en dB(μ V).
- A chaque fréquence, soustraire la tension mesurée à l'étape d) de la tension mesurée à l'étape e). Soustraire également les facteurs d'antenne de l'antenne d'émission et de l'antenne de réception, respectivement F_{aT} en dB(m^{-1}) et F_{aR} en dB(m^{-1}) (les facteurs d'antenne peuvent être obtenus sous la forme d'une fonction continue de la fréquence par simple ajustement linéaire de courbe sur un ensemble de valeurs discrètes du facteur d'antenne). Le résultat est la valeur A_s mesurée sur la gamme des fréquences utilisées, qu'il convient de tracer. Tracer également le NSA théorique d'un site idéal (voir Tableau 2).
- Les différences ΔA_s trouvées doivent être conformes au critère des ± 4 dB.

NOTE Pour les méthodes de mesure de NSA, une désadaptation d'impédance à la sortie de la source de signal ou à l'entrée du récepteur de mesure ou de l'analyseur de spectre peut entraîner des réflexions sources d'erreurs. Ceci peut être évité en utilisant des atténuateurs de 10 dB, à savoir un entre le connecteur de l'antenne d'émission et le connecteur de l'antenne de réception, et les câbles d'antenne correspondants. Si la sensibilité du système le permet, ces atténuateurs restent typiquement connectés aux câbles pendant tout le processus de mesure de NSA.

6.8 Validation d'un OATS protégé contre les intempéries par une enceinte ou d'une SAC

Pour un OATS avec enceinte de protection contre les intempéries ou pour une SAC, une mesure unique de l'affaiblissement de site est insuffisante pour mettre en évidence les

réflexions possibles dues aux matériaux de construction et/ou aux matériaux absorbants RF constituant les parois et le plafond de l'installation. Pour ces sites, un "volume d'essai" est défini comme le volume délimité par le plus gros EUT ou système à soumettre à essai, lorsqu'il tourne de 360° autour de sa position centrale, par exemple sur une table tournante. Pour évaluer les polarisations horizontale et verticale, comme représenté à la Figure 11 et à la Figure 12, il peut être exigé d'effectuer au maximum 20 mesures distinctes de SA, à savoir cinq positions dans le plan horizontal (centre, droite, gauche, devant, derrière, mesurées par rapport au centre et à une ligne tracée du centre à la position de l'antenne de mesure), pour deux polarisations (horizontale et verticale) et pour deux hauteurs (1 m et 2 m en polarisation horizontale, 1 m et 1,5 m en polarisation verticale).

Ces mesures sont effectuées avec des antennes à large bande et les distances sont mesurées par rapport au centre des antennes. L'antenne d'émission et l'antenne de réception doivent être alignées, les éléments des antennes étant parallèles les uns par rapport aux autres et perpendiculaires à l'axe de mesure.

Pour les polarisations horizontale et verticale, toutes les positions d'antenne se situent à la périphérie du volume d'essai, excepté pour la position centrale. A titre de recommandation, il convient que le volume d'essai permette de maintenir une distance d'au moins 25 cm entre la pointe de l'antenne et la pointe la plus proche de l'absorbant, ou d'au moins 1 m entre le point médian de l'antenne et la pointe la plus proche de l'absorbant. Pour la polarisation verticale, l'extrémité la plus basse de l'antenne doit se situer à plus de 25 cm du plan de masse, ce qui peut exiger de placer le centre de l'antenne à une hauteur légèrement supérieure à 1 m lors de la mesure à la plus faible hauteur.

Le nombre de mesures exigées peut être réduit dans les conditions données suivantes.

- a) Les mesures en polarisation verticale et horizontale pour la position arrière peuvent être omises si le point le plus proche des matériaux de construction et/ou absorbants est situé à une distance supérieure à 1 m du bord arrière du volume d'essai.

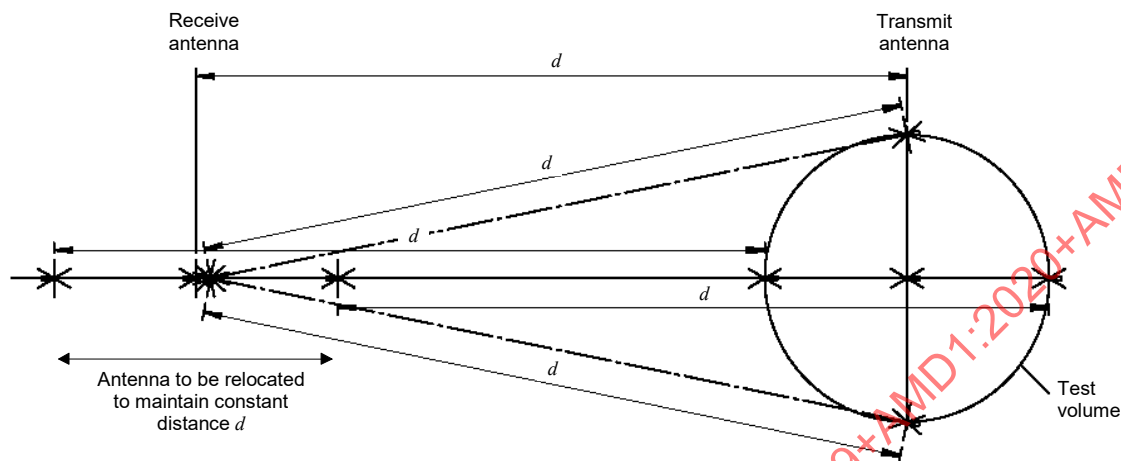
NOTE Il a été démontré que les sources de perturbations rayonnées situées au voisinage d'interfaces diélectriques présentaient des variations de distribution de courant qui peuvent affecter les caractéristiques de rayonnement de la source en ces endroits. Lorsqu'un EUT peut être situé près de ces interfaces, des mesures supplémentaires de SA sont nécessaires.

- b) Le nombre total de mesures en polarisation horizontale le long du diamètre du volume d'essai, entre les positions droite et gauche, peut être réduit au nombre minimal nécessaire pour que les surfaces projetées par l'antenne couvrent 90 % du diamètre.
- c) Les mesures à 1,5 m de hauteur en polarisation verticale peuvent être omises si le point le plus haut de l'EUT, table d'essai comprise, est situé à moins de 1,5 m de hauteur.
- d) Si le volume d'essai est inférieur ou égal à 1 m en profondeur sur 1,5 m en largeur et 1,5 m en hauteur, y compris éventuellement une table d'essai, il est seulement nécessaire d'effectuer les mesures en polarisation horizontale pour les positions centre, avant et arrière, mais aux deux hauteurs de 1 m et 2 m. Si le point a) ci-dessus s'applique, la position arrière peut être ignorée. Cela exige un minimum de huit mesures: quatre positions en polarisation verticale (gauche, centre, droite et avant) pour une hauteur et quatre positions en polarisation horizontale (centre et avant) pour deux hauteurs; voir Figure 13 et Figure 14.

L'antenne de réception doit être repositionnée pour maintenir une distance appropriée le long de la ligne passant par le centre de la table tournante (voir Figures 11, 12, 13 et 14). L'emplacement d'essai réputé est apte à l'exécution des mesures de perturbations rayonnées si toutes les mesures prescrites ci-dessus remplissent les exigences du 6.4.2.

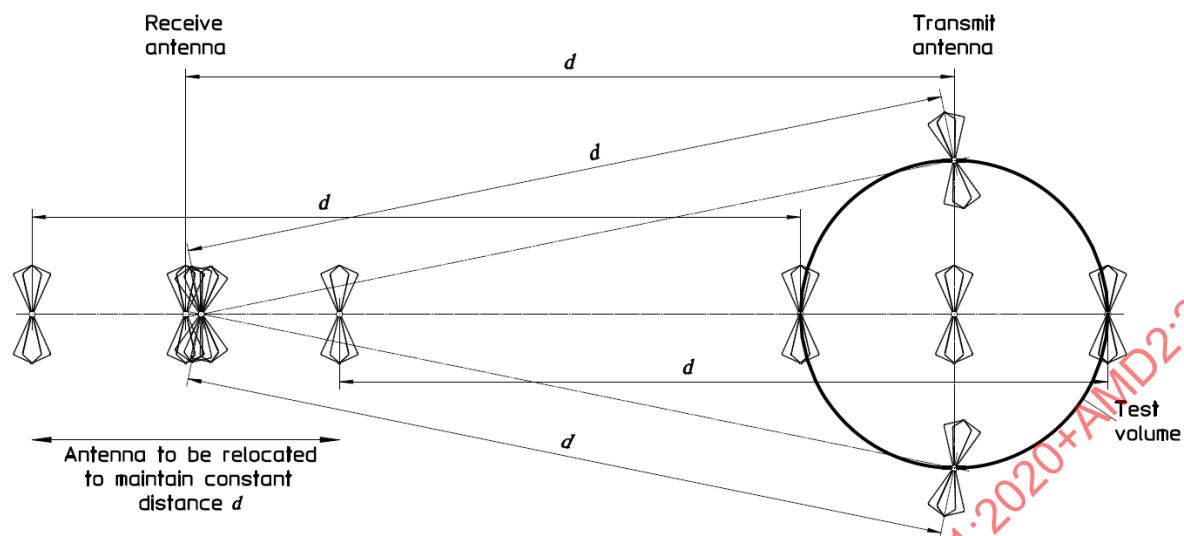
Si la hauteur h du volume d'essai dépasse 2 m, deux hauteurs h_1 d'antenne d'émission doivent être utilisées; c'est-à-dire que $h_1 = 1$ m et $h_1 = h$ m pour la polarisation horizontale, et $h_1 = 1$ m et $h_1 = (h - 0,5)$ m pour la polarisation verticale. Par exemple, si la hauteur du volume d'essai $h = 3$ m, alors les hauteurs d'antenne d'émission h_1 doivent être de 1 m et 3 m pour la polarisation horizontale, et de 1 m et 2,5 m pour la polarisation verticale; si la hauteur du volume d'essai $h = 4$ m, alors h_1 doit être de 1 m et 4 m pour la polarisation horizontale, et de 1 m et 3,5 m pour la polarisation verticale.

Les données de NSA pour des hauteurs supplémentaires d'antenne d'émission de 3,0 m et 4,0 m (PH) et de 2,5 m et 3,5 m (PV) pour une distance de mesure à 10 m, et pour une hauteur supplémentaire d'antenne d'émission de 2,5 m (PH) et de 2,0 m (PV) pour une distance de mesure à 5 m, sont données dans le Tableau 2.



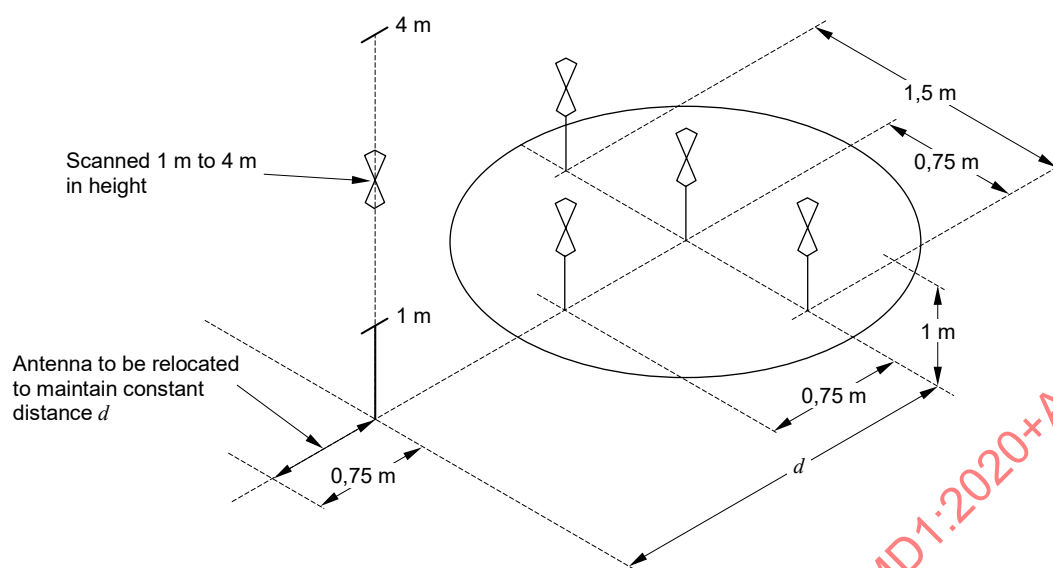
Anglais	Français
Receive antenna	Antenne de réception
Antenna to be relocated to maintain constant distance d	Antenne à repositionner pour maintenir une distance d constante
Transmit antenna	Antenne d'émission
Test volume	Volume d'essai

Figure 11 – Positions types des antennes pour un OATS protégé contre les intempéries ou une SAC – mesures de validation en polarisation verticale



Anglais	Français
Receive antenna	Antenne de réception
Antenna to be relocated to maintain constant distance d	Antenne à repositionner pour maintenir une distance d constante
Transmit antenna	Antenne d'émission
Test volume	Volume d'essai

Figure 12 – Positions types des antennes pour un OATS protégé contre les intempéries ou une SAC – mesures de validation en polarisation horizontale



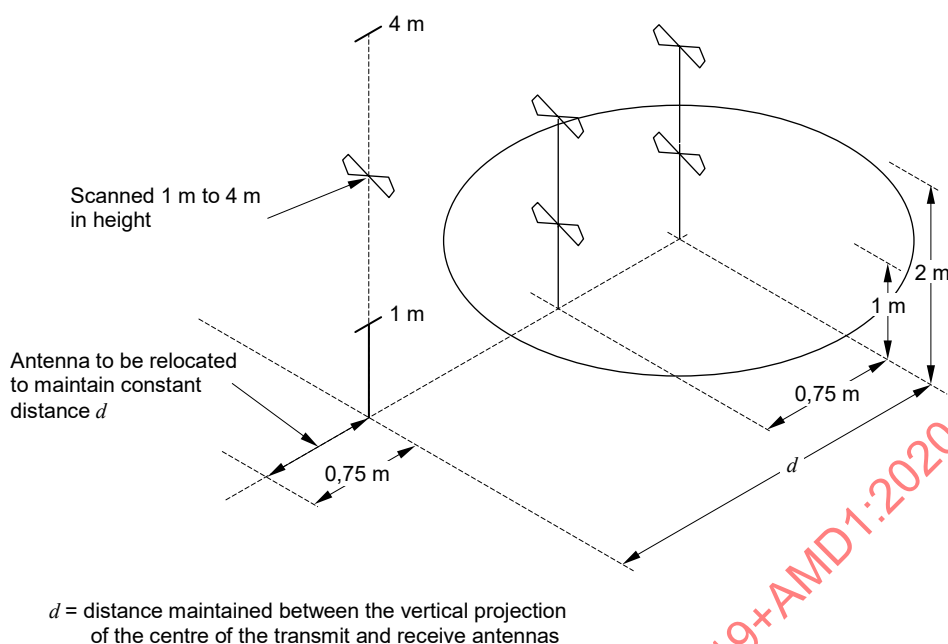
d = distance maintained between the vertical projection of the centre of the transmit and receive antennas

IEC 1083/12

NOTE L'EUT a un volume inférieur ou égal à 1 m en profondeur, sur 1,5 m en largeur et 1,5 m en hauteur, et sa périphérie se situe à plus de 1 m du matériau le plus proche susceptible de provoquer des réflexions indésirables.

Anglais	Français
Scanned 1 m to 4 m in height	Balayage à 1 m ou 4 m de hauteur
Antenna to be relocated to maintain constant distance d	Antenne à repositionner pour maintenir une distance d constante
d = distance maintained between the vertical projection of the centre of the transmit and receive antennas	d = distance maintenue entre la projection verticale du centre de l'antenne d'émission et du centre de l'antenne de réception

Figure 13 – Positions types des antennes pour un OATS protégé contre les intempéries ou une SAC – mesures de validation en polarisation verticale pour un EUT de faibles dimensions



IEC 1084/12

NOTE L'EUT a un volume inférieur ou égal à 1 m en profondeur sur 1,5 m en largeur et 1,5 m en hauteur, et sa périphérie se situe à plus de 1 m du matériau le plus proche susceptible de provoquer des réflexions indésirables.

Anglais	Français
Scanned 1 m to 4 m in height	Balayage à 1 m ou 4 m de hauteur
Antenna to be relocated to maintain constant distance d	Antenne à repositionner pour maintenir une distance d constante
d = distance maintained between the vertical projection of the centre of the transmit and receive antennas	d = distance maintenue entre la projection verticale du centre de l'antenne d'émission et du centre de l'antenne de réception

Figure 14 – Positions types des antennes pour un OATS protégé contre les intempéries ou une SAC – mesures de validation en polarisation horizontale pour un EUT de faibles dimensions

6.9 Causes possibles de dépassement des limites d'acceptabilité de site

Si l'écart ΔA_s selon l'Equation (6) (ou l'Equation (7) si la RSM est utilisée) dépasse le critère des ± 4 dB, les éléments suivants doivent être vérifiés à nouveau:

- procédure de mesure;
- précision des facteurs d'antenne;
- dérive de la source de signal ou précision de l'atténuateur d'entrée du récepteur ou de l'analyseur de spectre; et
- indications des instruments de mesure.

Si aucune erreur n'est trouvée pour les paramètres de la liste précédente, c'est l'emplacement qui doit être mis en cause et une recherche détaillée des causes possibles de la variabilité de l'emplacement doit être effectuée. L'Annexe F décrit les erreurs pouvant se produire au cours des mesures de NSA.

Noter que la polarisation verticale étant en général une condition de mesure plus rigoureuse, les anomalies des emplacements sont généralement recherchées en utilisant cette métrique plutôt que les résultats du NSA en polarisation horizontale. Les points clés à examiner comprennent:

- a) la dimension du plan de masse et la non-conformité de sa construction;

- b) les objets situés à la périphérie du site et pouvant provoquer des réflexions indésirables;
- c) les réflexions des couvertures tout temps;
- d) la discontinuité du plan de masse au niveau de la circonférence de la table tournante pour des configurations où la surface de la table tournante est conductrice et se situe à la même hauteur que le plan de masse du site;
- e) l'épaisseur de toutes les couvertures diélectriques de plan de masse; et
- f) les ouvertures dans le plan de masse, par exemple pour les marches menant aux salles de contrôle souterraines.

6.10 Validation de l'emplacement pour les FAR

6.10.1 Généralités

Pour une FAR, le NSA doit satisfaire à l'exigence du 6.10.4 à l'intérieur d'un volume d'essai cylindrique généré par la rotation de l'EUT sur la table tournante. Dans ce contexte, "l'EUT" comprend tous les composants d'un EUT à modules multiples ainsi que les câbles d'interconnexion. Le Tableau 5 définit la hauteur maximale et le diamètre maximal ($h_{\max} = d_{\max}$) du volume d'essai en fonction de la distance d'essai. Ce rapport entre le diamètre et la distance d'essai permet de garantir une incertitude acceptable pour le mesurage des perturbations provenant de l'EUT.

Tableau 5 – Dimensions maximales du volume d'essai en fonction de la distance d'essai

Diamètre maximal $d_{\max}$ et hauteur maximale $h_{\max}$ du volume d'essai	Distance d'essai d_{nominal}
m	m
1,5	3,0
2,5	5,0
5,0	10,0

Une mesure du SA dans une seule position peut ne pas être suffisante pour mettre en évidence les réflexions possibles provenant des matériaux de construction de la chambre blindée et/ou des matériaux absorbants qui tapissent les parois, le plancher, le plafond et la table tournante d'une FAR.

Les mesures de validation de l'emplacement d'une FAR doivent donc être réalisées en quinze positions de mesure, pour les polarisations d'antenne horizontale et verticale de l'antenne d'émission à l'intérieur du volume d'essai (voir Figure 15), de la manière suivante:

- à trois hauteurs du volume d'essai: en bas, au milieu et en haut;
- en cinq positions dans les trois plans horizontaux: au centre, à gauche, à droite, à l'avant et à l'arrière dans chaque plan horizontal. La position arrière peut être omise si la distance qui la sépare des absorbants est supérieure à 0,5 m. Au cours des essais des EUT, la position arrière sur la table tournante est également tournée vers l'avant et la contribution de la réflexion arrière n'affecte donc pas le signal maximal.

Deux antennes à large bande doivent être utilisées pour les mesures de SA: une antenne d'émission ayant son point de référence aux positions de mesure du volume d'essai et une antenne de réception située à l'extérieur de ce volume d'essai avec une orientation et une position prescrites. L'antenne d'émission doit présenter un diagramme approximativement omnidirectionnel dans le plan H (généralement une petite antenne biconique).

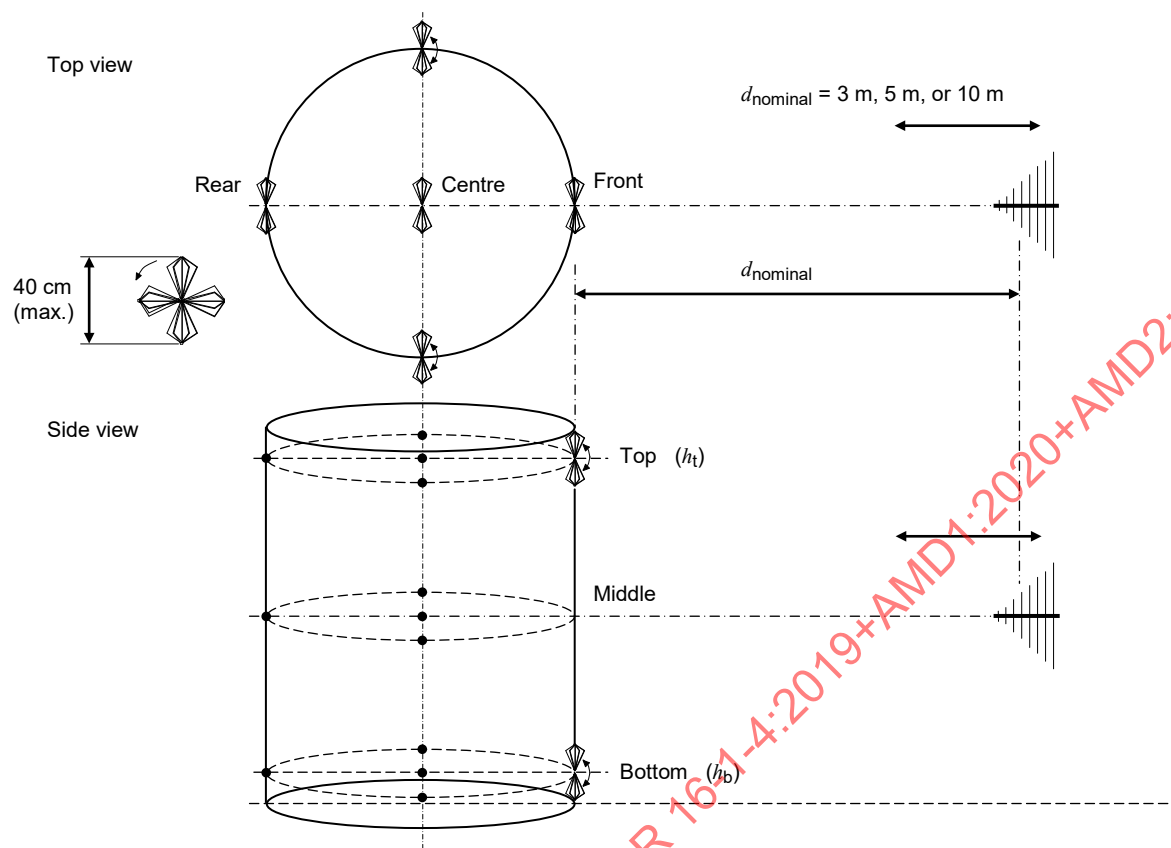
Il convient que la dimension maximale de l'antenne d'émission ne dépasse pas 40 cm pour une distance d'essai de 3 m; pour des distances plus grandes, la longueur totale de l'antenne biconique peut atteindre 44 cm maximum pour une conception en cage et 50 cm maximum pour une conception télescopique ou un cône métallique centrifugé.

Les antennes de réception types sont des antennes hybrides entre 30 MHz et 1 000 MHz, ou des antennes séparées (antennes biconiques entre 30 MHz et 200 MHz, et antennes LPDA entre 200 MHz et 1 000 MHz).

NOTE 1 Il n'est pas recommandé d'utiliser une antenne hybride que ce soit pour le mesurage des perturbations provenant de l'EUT ou pour la validation d'emplacement d'une FAR à une distance de 3 m, en raison de la taille relativement importante des antennes hybrides types.

Les antennes utilisées pour mesurer le SA d'une FAR doivent aussi être utilisées pour mesurer le SA de référence d'un emplacement d'essai en quasi espace libre (voir 6.10.2). L'antenne de réception utilisée au cours de la validation de la FAR doit être du même type que celle utilisée pendant les mesurages ultérieurs des perturbations rayonnées provenant des EUT.

Pour la validation du volume d'essai à la fois dans les polarisations horizontale et verticale et pour toutes les positions des antennes d'émission à l'intérieur du volume d'essai, la position en hauteur de l'antenne de réception dans la FAR doit rester fixe, au niveau du milieu du volume d'essai, comme indiqué à la Figure 15 et à la Figure 16. Il est nécessaire d'incliner les antennes pour aligner l'axe de pointage des deux antennes selon un seul axe de mesure, le long de la ligne reliant les points d'essai. La distance entre le point de référence de l'antenne (défini par l'étalonnage de l'antenne) et la position avant du volume d'essai est d_{nominal} . Lorsque l'antenne d'émission est déplacée vers d'autres positions à l'intérieur du volume d'essai, l'antenne de réception doit être déplacée le long de l'axe de mesure de sorte à maintenir d_{nominal} constante. L'axe de mesure est la ligne entre l'antenne d'émission et l'antenne de réception, le long de laquelle d_{nominal} est établie. Pour toutes les positions et toutes les polarisations, l'antenne de réception et l'antenne d'émission doivent se faire face, les éléments des deux antennes étant parallèles (pour l'utilisation de l'inclinaison, voir Figure 16). Les mâts d'antenne et planchers supports doivent être en place au cours des mesures de validation de l'emplacement.



Key

- Measure at this location in vertical and horizontal polarization

~~nominal~~

Fixed distance between the reference points of the antennas

IEC 1085/12

Anglais	Français
Top view	Vue de dessus
$d_{\text{nominal}} = 3 \text{ m, } 5 \text{ m or } 10 \text{ m}$	$d_{\text{nominal}} = 3 \text{ m, } 5 \text{ m ou } 10 \text{ m}$
Rear	Arrière
Centre	Centre
Front	Avant
Side view	Vue latérale
Top	Haut
Middle	Milieu
Bottom	Bas
Key	Légende
Measure at this location in vertical and horizontal polarization	Effectuer une mesure à cet emplacement en polarisation verticale et en polarisation horizontale
d_{nominal} Fixed distance between the reference points of the antennas	d_{nominal} Distance fixe entre les points de référence des antennes

Figure 15 – Positions de mesure pour la validation d'emplacement d'une FAR

Pour toutes les positions de l'antenne d'émission à l'intérieur du volume d'essai, à la fois en polarisation horizontale et en polarisation verticale, l'antenne d'émission et l'antenne de réception doivent être alignées sur l'axe de mesure.

d_{nominal} {
est la distance d'essai de l'EUT associée à la limite;
est la distance d'antenne fixée dans les mesures de validation de l'emplacement;
est la séparation entre les antennes lors de la mesure du SA de référence si la RSM est utilisée.

La position de l'antenne d'émission en hauteur à l'intérieur du volume d'essai doit être déterminée comme suit:

- position "milieu" (h_m): lorsque cela est possible le long d'un axe virtuel positionné à mi-hauteur et à mi-largeur d'une FAR;
- positions "haut" (h_t) et "bas" (h_b): la moitié de h_{max} (voir Tableau 5) moins la moitié de la dimension de l'antenne d'émission (par exemple, 20 cm pour les petites antennes biconiques).

Ces positions réglées doivent être utilisées à la fois pour les polarisations verticale et horizontale. La distance entre les plans haut et bas et les absorbants du plafond et du plancher, respectivement, est donnée par les performances de l'absorbant déterminées par l'essai volumétrique du NSA; cette distance doit être d'au moins 0,5 m pour éviter un couplage entre l'EUT et l'absorbant.

Le pas maximal des mesures par fréquence discrète doit être conforme au Tableau 6.

Deux méthodes sont acceptables pour la validation d'emplacement d'une FAR:

- a) la RSM (6.10.2), qui est exigée pour les distances d'essai inférieures à 5 m; ou
- b) la méthode du NSA (6.10.3), qui est privilégiée pour les distances d'essai supérieures ou égales à 5 m.

NOTE 2 Pour des distances de séparation inférieures à 5 m, le couplage mutuel des antennes ne peut pas être négligé. De plus, il est impossible de déterminer A_{APR} par la RSM à des distances supérieures à 5 m.

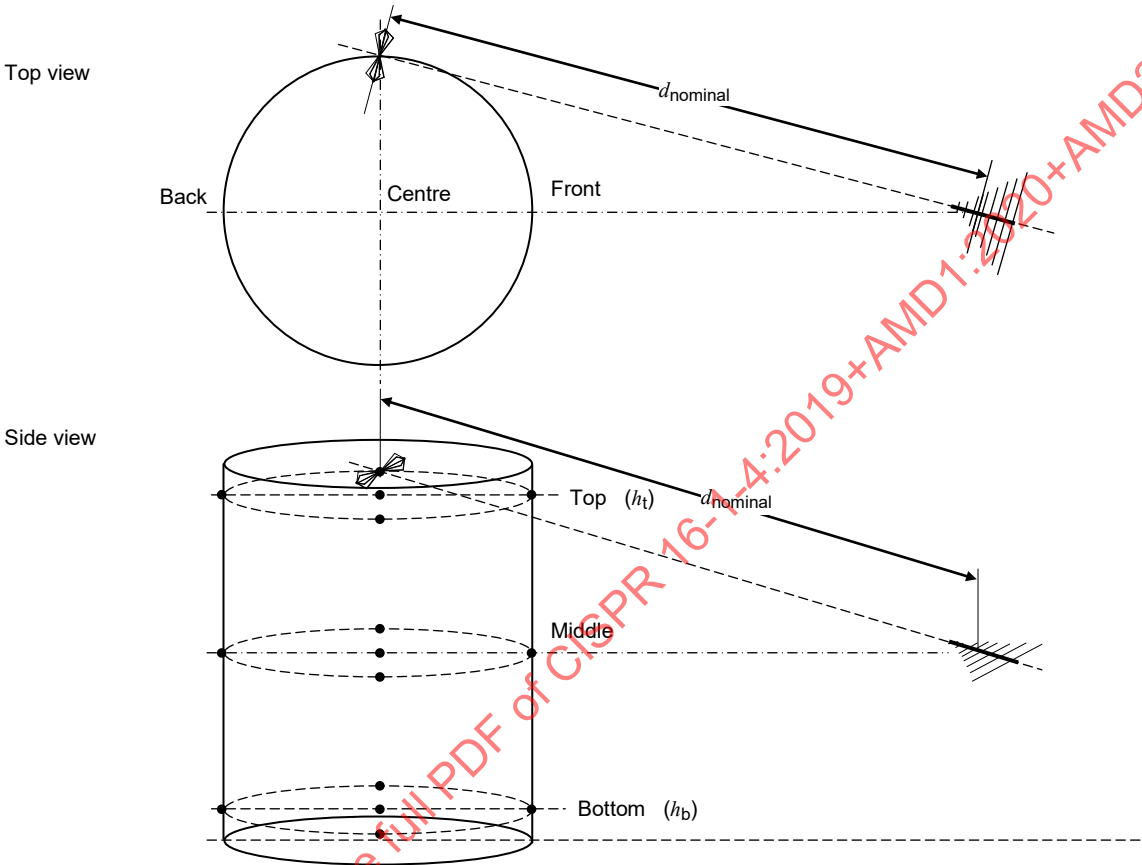
Les méthodes de mesure de validation d'emplacement sont destinées à assurer un écart de 0 dB du SA, ce qui correspond à un emplacement idéal. Le critère de validation d'emplacement est défini en 6.10.4. Il est admis d'utiliser n'importe quel moyen pour réduire l'incertitude de mesure à condition qu'il ne vienne pas en contradiction du montage et des procédures définies ou qu'il ne masque pas des déficiences de site; il ne doit par exemple pas en résulter des réponses de résonances lissées inappropriées.

L'incertitude de la mesure de validation de l'emplacement peut être réduite par les actions suivantes.

- a) Dans le cas d'une antenne à polarisation verticale, les câbles blindés doivent être tendus sur une longueur d'au moins 2 m derrière chaque antenne avant d'être abaissés jusqu'au sol. Si cela est possible, les câbles doivent revenir au droit des passages de câbles au travers de la paroi de la FAR. Une autre possibilité consiste à placer des ferrites à pince sur les câbles. Un autre moyen pour réduire l'influence des câbles RF est de les remplacer par des liaisons optiques.
- b) Des atténuateurs au niveau des connecteurs d'antenne (par exemple, 6 dB ou 10 dB) réduisent l'influence de toute désadaptation importante d'impédance au niveau des antennes.
- c) Les antennes utilisées doivent présenter un bon équilibrage du symétriseur (c'est-à-dire telles que l'indication du récepteur varie de moins de $\pm 0,5$ dB lorsque l'antenne subit une rotation de 180° par rapport à son axe de pointage). Des méthodes de vérification de l'équilibrage de l'antenne sont décrites en 4.5.4.
- d) Des antennes biconiques et LPDA séparées pour la validation de la FAR peuvent être utilisées (types d'antennes différents au-dessous et au-dessus de 200 MHz), si elles le

sont pour les essais des EUT. Une antenne hybride peut être utilisée en remplacement si les dimensions mécaniques sont suffisamment faibles par rapport à la distance d'essai.

Des mesures de validation d'emplacement d'une FAR doivent être réalisées à intervalles réguliers, pour détecter des variations à long terme des caractéristiques de la FAR, et lorsque des modifications interviennent, qui pourraient influencer sur les caractéristiques de transmission des ondes électromagnétiques dans une FAR.



IEC 1086/12

NOTE Antenne à polarisation horizontale, position en haut à droite.

Anglais	Français
Top view	Vue de dessus
Back	Arrière
Centre	Centre
Front	Avant
Side view	Vue latérale
Top	Haut
Middle	Milieu
Bottom	Bas

Figure 16 – Exemple de position de mesure et d'inclinaison d'antenne pour la validation d'emplacement d'une FAR

Tableau 6 – Gammes de fréquences et pas pour la validation d'emplacement d'une FAR

Plage de fréquences MHz	Pas de fréquence maximal MHz
30 à 100	1
100 à 500	5
500 à 1 000	10

6.10.2 RSM pour les sites FAR

La RSM prend en compte le rétrécissement de champ et les effets de champ proche des antennes, qui peuvent avoir une influence importante sur les résultats pour des distances d'essai à 3 m, avec une antenne de réception biconique. Bien que ces effets soient présents dans la méthode du NSA, ils peuvent en grande partie être corrigés. Le SA de référence A_{APR} est mesuré à la distance nominale, $d_{nominal}$, entre l'antenne d'émission et l'antenne de réception.

La procédure de validation d'emplacement d'une FAR pour chaque position du volume d'essai est réalisée en trois étapes, comme suit:

- V_{DIRECT} est le niveau de référence mesuré par le récepteur en dB(μV), les câbles étant directement raccordés entre eux, ce qui est normalement effectué une fois avant une série d'essais volumétriques;
- V_{SITE} est le niveau mesuré par le récepteur en dB(μV) avec les antennes en place;
- l'écart de SA (ΔA_s) par rapport au SA de référence avec une paire d'antennes (A_{APR}), en dB, est calculé à l'aide de l'Equation (11).

$$\Delta A_s = V_{DIRECT} - V_{SITE} - A_{APR} \quad (11)$$

Pour des validations de site précises à des distances inférieures à 5 m, il est recommandé d'utiliser une paire d'antennes dédiée (antenne d'émission et antenne de réception) pour déterminer le SA de référence. Un site en quasi espace libre, défini en 3.1.18, est exigé comme site de référence. Un emplacement d'essai en quasi espace libre comporte deux mâts d'antenne non métalliques (construits en bois ou en plastique avec $\epsilon_r \leq 2,5$, de faibles pertes et un diamètre minimal compte tenu de la résistance mécanique), qui permettent de placer les antennes à une hauteur suffisante au-dessus du niveau du sol (Figure 17). Une méthode permettant d'obtenir la performance de SA à ± 1 dB du site de référence consiste à choisir la hauteur (h) des antennes à l'aide de l'Equation (12):

$$h \geq d \times \frac{8}{3} \quad (12)$$

où d est la séparation entre les antennes, en mètres.

Une hauteur $h = d \times 8/3$ est recommandée pour supprimer l'influence du sol. En variante, une zone appropriée recouverte d'absorbants RF, efficace vers les basses fréquences jusqu'à 30 MHz, doit être prévue sur le sol.

NOTE Pour une distance de séparation de 3 m et à 30 MHz, il existe un effet significatif dû à la composante en champ proche ($1/d^2$) contribuant à elle seule à une erreur de 0,8 dB pour une hauteur $d \times 5/3$. Ceci a été vérifié par le UK National Physical Laboratory (NPL). Pour un SA de référence avec une incertitude inférieure à $\pm 0,5$ dB, une hauteur $d \times 8/3$ est une bonne solution lorsqu'aucun absorbant n'est placé sur le sol.

La distance d'essai sur le site de référence doit être égale à la distance réelle $d_{nominal}$ entre les antennes destinées à être utilisées par la suite dans une FAR. Les antennes sont polarisées verticalement (la polarisation horizontale ne doit pas être utilisée à cause d'interférences plus importantes avec le signal réfléchi par le sol), ce qui donne une bonne

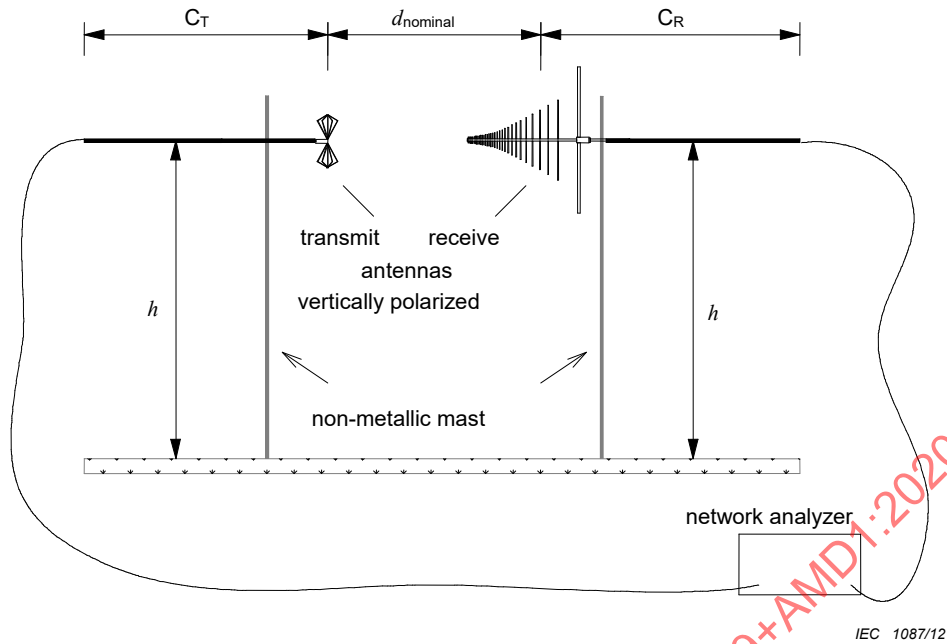
approximation des conditions en espace libre. Le dégagement par rapport aux bâtiments, aux arbres etc. doit être supérieur à $d \times 8/3$, en raison de l'influence de ces éléments sur les mesures des antennes à polarisation verticale.

L'attention doit être portée à ce que les câbles d'alimentation d'antenne n'affectent pas le résultat de l'essai. La meilleure façon d'éviter cela est d'utiliser la disposition de câbles représentée à la Figure 17 ou de remplacer les câbles par des liaisons optiques RF. La qualité du montage de l'emplacement d'essai de référence influence directement les résultats d'évaluation de la FAR. Le SA de référence avec une paire d'antennes (A_{APR}) est déterminé en trois étapes, comme suit.

- a) $V_{DIRECT RS}$ est le niveau de référence mesuré par le récepteur en dB(μ V) avec les câbles raccordés entre eux;
- b) $V_{SITE RS}$ est le niveau mesuré par le récepteur en dB(μ V) avec les antennes installées à la distance exigée $d_{nominal}$.
- c) A_{APR} en dB est calculé selon l'Equation (13):

$$A_{APR} = V_{DIRECT RS} - V_{SITE RS} \quad (13)$$

Pour une validation de l'emplacement à 3 m, une hauteur d'au moins 4 m au-dessus du sol doit être utilisée pour la paire d'antennes, ce qui constitue une caractéristique type des mâts d'antenne contrôlables à distance qui sont utilisés pour le mesurage des perturbations provenant d'un EUT. Dans ce cas, des absorbants électromagnétiques doivent être placés sur le sol entre les antennes, l'ensemble des absorbants s'étendant sur une zone minimale au-delà des antennes dans toutes les directions, et la démonstration doit être faite que la condition de quasi espace libre est respectée (à savoir des résultats de mesure de SA à ± 1 dB de la réponse idéale à toute fréquence). Pour la validation de l'emplacement avec $d > 3$ m, l'équation $h > d \times 8/3$ est utilisée pour déterminer la configuration du montage ou un autre montage dont il a été démontré qu'il satisfaisait au SA de référence de ± 1 dB.



Légende

d_{nominal} distance de validation

h hauteur de l'antenne au-dessus d'un plan de sol ou au-dessus du niveau du sol

C_T, C_R câbles d'alimentation coaxiaux pour antennes d'émission et de réception orientées horizontalement à l'arrière des antennes pour une distance physiquement aussi proche que possible de 2 m. Dans une FAR, placer les câbles horizontalement dans la mesure du possible, de préférence droits à travers un trou dans la paroi de la chambre ou utiliser une fibre optique connectée à une liaison optique RF sur la sortie de l'antenne.

NOTE Le SA de référence est obtenu séparément pour toutes les géométries de la Figure 17.

Anglais	Français
transmit	antenne d'émission
receive (antennas)	antenne de réception
vertically polarized	en polarisation verticale
non-metallic mast	mât non métallique
network analyzer	analyseur de réseau

**Figure 17 – Montage de mesure du SA de référence
type pour un emplacement d'essai en quasi espace libre**

6.10.3 Méthode du NSA pour les sites FAR

Le présent paragraphe décrit la méthode du NSA appliquée aux FAR. La géométrie d'antenne est donnée en 6.10.1. L'affaiblissement de l'emplacement (SA; A_s en tant que grandeur en dB) est la perte de transmission mesurée entre les connecteurs de deux antennes sur un site particulier. Pour les sites en espace libre, aucun balayage en hauteur d'antenne n'est appliqué, ce qui est indiqué par l'expression "perte d'insertion de l'emplacement" (voir 3.1.26).

Pour un environnement en espace libre, A_s (en dB) peut être approché en utilisant l'Equation (14) [13]:

$$A_s = 20 \lg \left(\frac{5Z_0}{2\pi} \times \frac{d}{\sqrt{1 - \frac{1}{(\beta d)^2} + \frac{1}{(\beta d)^4}}} \right) - 20 \lg(f_M) + F_{aR} + F_{aT} \quad (14)$$

où

F_{aR} , F_{aT} sont les facteurs d'antenne pour l'antenne d'émission et l'antenne de réception, en dB(m⁻¹);
 d est la distance entre les centres de phase des deux antennes, en m;
 Z_0 est l'impédance du système (c'est-à-dire 50 Ω);
 β est défini comme correspondant à $2\pi/\lambda$; et
 f_M est la fréquence en MHz.

Le NSA théorique ($A_{N \text{ theo}}$) en dB(m²) se définit comme un SA auquel ont été soustraits les facteurs d'antenne, ainsi l'Equation (14) est réécrite en Equation (15):

$$A_{N \text{ theo}} = 20 \lg \left(\frac{5Z_0}{2\pi} \times \frac{d}{\sqrt{1 - \frac{1}{(\beta d)^2} + \frac{1}{(\beta d)^4}}} \right) - 20 \lg(f_M) \quad (15)$$

A des valeurs inférieures à 60 MHz pour une distance de 5 m ou inférieures à 110 MHz pour une distance de 3 m, il est nécessaire d'appliquer des facteurs de correction de champ proche pour chacune des positions de mesure exigées du Tableau 5, pour faire les comparaisons avec les valeurs théoriques du NSA de la Figure 18 et de l'Equation (15). Les facteurs de correction de champ proche sont spécifiques aux antennes, à la distance d'essai et au volume d'essai utilisés; ces facteurs peuvent être obtenus en utilisant un code de modélisation numérique tel que le NEC [3], mais les incertitudes obtenues avec l'Equation (15) sont suffisamment faibles. En variante, la RSM du 6.10.2 prévoit l'annulation des termes de champ proche si les mêmes antennes et les mêmes fréquences sont utilisées à la fois pour la mesure de SA de référence et pour la validation de la FAR qui suit.

Pour des distances de mesure de 10 m et de 30 m, les termes de champ proche de l'Equation (15) peuvent être omis; l'équation est simplifiée à l'Equation (16):

$$A_{N \text{ theo}} = 20 \lg \left(\frac{5Z_0 d}{2\pi} \right) - 20 \lg(f_M) \quad (16)$$

Si l'Equation simplifiée (16) est utilisée à la place de l'Equation (15), l'erreur introduite est inférieure à 0,1 dB aux fréquences supérieures à 60 MHz pour une distance de 5 m et supérieures à 110 MHz pour une distance de 3 m. L'erreur est supérieure à 0,1 dB à des fréquences inférieures, en raison des effets de champ proche. Pour une distance de 3 m, l'erreur maximale est de 1 dB à 30 MHz. Il convient alors d'utiliser l'Equation (15) pour réduire cette erreur à une valeur inférieure à ± 0,3 dB.

NOTE 1 Les fréquences inférieures à 110 MHz pour des distances de mesure de 3 m et inférieures à 60 MHz pour des distances de mesure de 5 m incluent les effets de champ proche. Ceux-ci sont calculés séparément pour chaque emplacement d'essai.

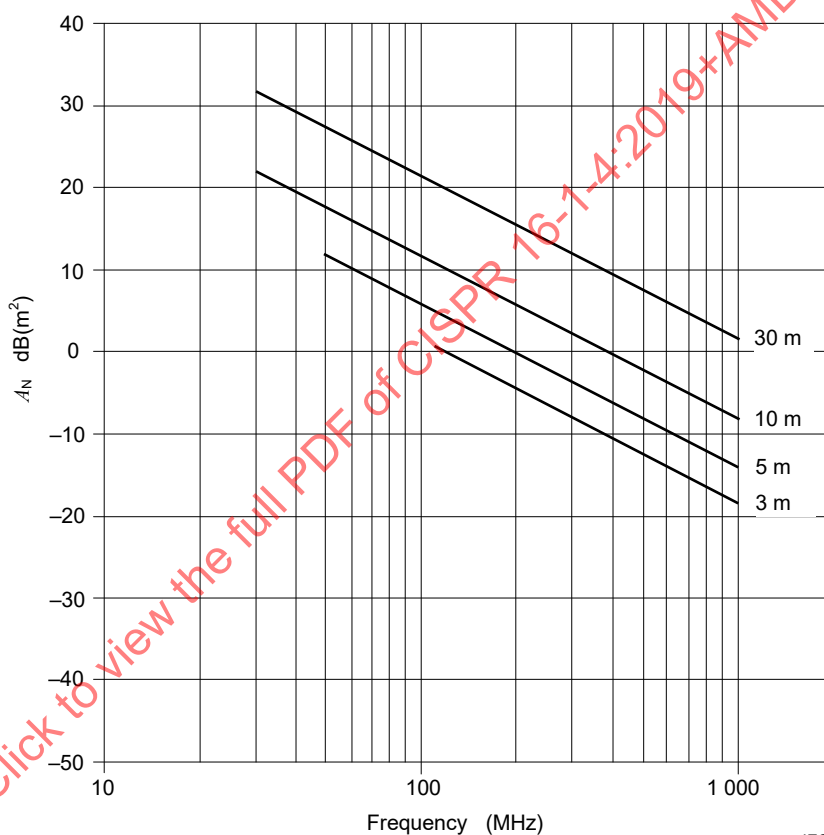
Les facteurs d'antenne en espace libre pour l'antenne d'émission et l'antenne de réception sont exigés pour cette procédure. La validation de l'emplacement pour chaque position de mesure doit être réalisée en trois étapes, comme suit:

- V_{DIRECT} est le niveau de référence mesuré par le récepteur avec les câbles directement raccordés entre eux;
- V_{SITE} est le niveau mesuré par le récepteur avec les antennes en place;
- l'écart de SA (ΔA_s) est calculé en dB en utilisant l'Equation (17):

$$\Delta A_s = V_{\text{DIRECT}} - V_{\text{SITE}} - A_{\text{N theo}} - F_{\text{aT}} - F_{\text{aR}} \quad (17)$$

où $A_{\text{N theo}}$ est calculé à l'aide de l'Equation (16) et le résultat est comparé au critère applicable, comme spécifié en 6.10.4.

NOTE 2 La distance d entre les points de référence des antennes d'émission et de réception (définie pendant l'étalonnage des antennes) est utilisée comme d_{nominal} . La distance effective entre les antennes varie avec la fréquence en fonction des positions des centres de phase des antennes. La perte de transmission peut être compensée par le rapport entre la distance effective et d_{nominal} . Puisqu'il n'est pas défini d'étalonnage d'antenne pour la distance d'essai nominale, la variation de la distance de mesure effective due à la variation de la position des centres de phase lorsqu'on utilise des antennes LPDA peut être appliquée comme une correction. L'incertitude supplémentaire due à cette correction et à tout couplage mutuel des antennes peut être évitée en utilisant la RSM.



IEC 1088/12

Anglais	Français
Frequency	Fréquence

Figure 18 – NSA théorique en espace libre en fonction de la fréquence pour différentes distances de mesure [voir Equation (16)]

6.10.4 Critère de validation de l'emplacement pour les sites FAR

L'écart de SA ΔA_s doit être inférieur à ± 4 dB pour les polarisations horizontale et verticale et pour chaque position de mesure et gamme de fréquences de mesure.

6.11 Évaluation de la table d'essai et du pylône d'antenne

6.11.1 Généralités

Une table d'essai décrite en D.5 positionne l'EUT de façon type pour des mesures d'intensité de champ. La forme, les éléments de construction et la permittivité du matériau de la table d'essai peuvent influencer les résultats de mesure de l'intensité de champ (voir [2], [5], [6], [8]). Le paragraphe 6.11.2 décrit une procédure pour déterminer l'influence de la table d'essai pour la gamme de fréquences de 30 MHz à 18 GHz et pour estimer sa contribution aux incertitudes sur les mesures d'intensité de champ. Une évaluation doit être réalisée pour toute table d'essai dont la hauteur dépasse 0,15 m.

NOTE Seule la polarisation horizontale d'une antenne d'émission située au-dessus de la table d'essai est utilisée pour l'évaluation. La polarisation horizontale, plutôt que la polarisation verticale, prend en compte les effets les plus défavorables de la table.

Le pylône d'antenne n'exige aucune évaluation supplémentaire car tous les effets de perturbation sont inclus dans la mesure de validation de l'emplacement (voir 6.4) et dans la mesure de S_{VSWR} (voir 7.3).

6.11.2 Procédure d'évaluation de l'influence de la table d'essai

Pour évaluer l'influence de la table d'essai, deux mesures de transmissions sont effectuées, l'une avec la table d'essai présente et l'autre sans la table d'essai. Pendant les deux mesures, une antenne d'émission est maintenue dans une disposition spécifique. La différence entre les résultats de mesure, avec et sans la table d'essai, fournit une estimation de l'influence causée par la table d'essai. La procédure de mesure est la suivante.

La table d'essai doit être placée dans une position type sur l'emplacement d'essai avec la dimension la plus grande (c'est-à-dire la diagonale pour une table d'essai avec un dessus rectangulaire, ou le rayon pour une table avec un dessus circulaire) orientée dans la direction de l'antenne de réception (voir Figure 19).

Pour les fréquences allant jusqu'à 1 GHz, une petite antenne biconique dont la longueur totale est inférieure à 0,40 m doit être utilisée. Pour les fréquences supérieures à 1 GHz, une antenne conforme à 7.4.2 doit être utilisée (par exemple un doublet à large bande).

Voir Figure 19 et la Figure 20 pour le placement de l'antenne d'émission. L'antenne doit être placée au-dessus de la table d'essai en polarisation horizontale en respectant une distance de 0,1 m entre la surface de la table et le point de référence de l'antenne (symétriseur). L'antenne doit être positionnée avec son point de référence à mi-chemin entre le centre et le bord du dessus de la table d'essai, dans la direction de l'antenne de réception. Un générateur de signal doit alimenter l'antenne. L'antenne d'émission et l'antenne de réception doivent être alignées, les éléments des antennes étant parallèles les uns par rapport aux autres et perpendiculaires à l'axe de mesure. Pendant la mesure, les échelons de fréquence doivent être inférieurs ou égaux à 0,5 % de la plus haute fréquence utilisée. La tension de l'antenne de réception doit se situer au moins à 20 dB au-dessus du niveau de bruit de l'équipement de mesure. L'influence du câblage peut être réduite le plus possible en utilisant des câbles de grande longueur ou en utilisant des tubes de ferrite. Le placement des câbles horizontalement vers l'arrière à 2 m au minimum est généralement suffisant. D'une manière ou d'une autre, l'influence doit être définie comme négligeable si la tension de réception ne varie pas de plus de 0,3 dB lorsque l'emplacement du câble est décalé de plus de 0,5 m par rapport à sa position initiale.

EXEMPLE Un câble avec tubes de ferrite est placé horizontalement sur une distance de 1,6 m. Pour vérifier l'influence du câble, le câble est remplacé pour tomber de manière verticale d'un point situé à 2,1 m de la connexion à l'antenne. L'intensité du champ est ensuite à nouveau mesurée pour déterminer si l'influence n'est pas supérieure à 0,3 dB.

Le but est qu'il n'y ait pas de modifications dans le montage de mesure sauf concernant la présence ou l'absence de la table. L'antenne d'émission et son câble assurant la connexion avec le générateur de signal doivent être maintenus de telle manière qu'ils conservent des

positions identiques dans l'espace avec et sans la table. Un mât, un trépied ou un pylône doit être utilisé pour soutenir l'antenne d'émission et le câble, comme pendant les mesures de NSA/RSM (voir 6.4) ou de S_{VSWR} (voir 7.3).

Les hauteurs d'antenne et les distances doivent être comme suit:

- Pour toutes les fréquences, la distance entre l'antenne de réception et l'antenne d'émission doit être comme exigé pour la mesure des perturbations rayonnées.
- À 1 GHz ou à une valeur inférieure, les mesures doivent être réalisées de 200 MHz au minimum jusqu'à 1 GHz. Dans un OATS ou une SAC, la hauteur de l'antenne de réception doit être balayée comme exigé dans la mesure des perturbations rayonnées (généralement entre 1 m et 4 m). Dans une FAR, l'antenne de réception doit être fixée à la hauteur exigée pour la mesure des perturbations rayonnées.

NOTE Lorsqu'on applique cette procédure de vérification, l'influence de la table d'essai est négligeable en dessous de 200 MHz.

- Au-dessus de 1 GHz, des mesures doivent être réalisées sur la même gamme de fréquences (par exemple, de 1 GHz à 18 GHz) et la hauteur d'antenne doit être réglée comme exigé pour la mesure des perturbations rayonnées (par exemple, de 1 m à 4 m).

L'amplitude de la différence entre les deux résultats de mesure à chaque fréquence, indiquée comme $\Delta(f)$ et exprimée en dB, doit être calculée en utilisant l'Equation (18).

$$\Delta(f) = |V_{R,with}(f) - V_{R,without}(f)| \quad (18)$$

où

$V_{R,with}(f)$ est la tension maximale au niveau de l'antenne de réception à une fréquence spécifique, exprimée en dB(μ V), mesurée en présence de la table d'essai;

$V_{R,without}(f)$ est la tension maximale au niveau de l'antenne de réception à une fréquence spécifique, exprimée en dB(μ V), mesurée en l'absence de la table d'essai.

L'amplitude maximale de la différence entre les deux résultats de mesure enregistrés sur la gamme de fréquences, écrite sous la forme Δ_{max} et exprimée en dB, doit être utilisée comme écart maximal estimé. Le calcul doit être effectué selon l'Equation (19).

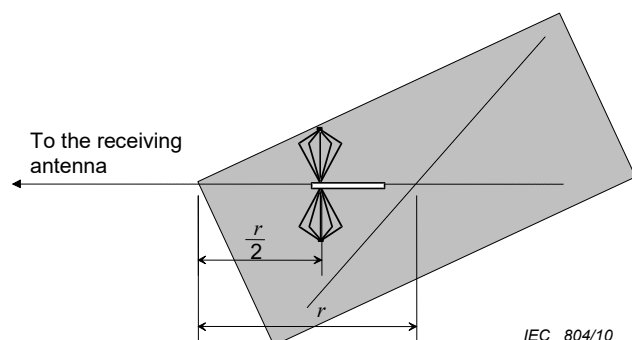
$$\Delta_{max} = \max |V_{R,with}(f) - V_{R,without}(f)| \quad (19)$$

L'incertitude type u_{table} induite par la table d'essai est estimée en retenant l'hypothèse d'une distribution rectangulaire pour la différence maximale mesurée Δ_{max} . Ainsi, u_{table} (en dB) peut être calculée en utilisant l'Equation (20).

$$u_{table} = \frac{1}{\sqrt{3}} \Delta_{max} \quad (20)$$

La valeur u_{table} doit être mesurée et prise en compte dans le bilan d'incertitude (voir la CISPR 16-4-2) dans les gammes de fréquences suivantes:

- 200 MHz à 1 GHz;
- 1 GHz à 6 GHz;
- 6 GHz à 18 GHz.



Anglais	Français
To the receiving antenna	Vers l'antenne de réception

Figure 19 – Position de l'antenne par rapport au bord au-dessus d'une table d'essai rectangulaire (vue de dessus)

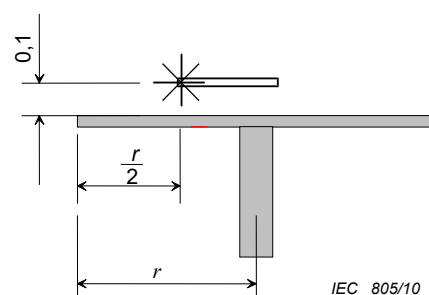


Figure 20 – Position de l'antenne au-dessus de la table d'essai (vue de côté)

NOTE La construction et les types de matériaux utilisés pour la table d'essai varient d'un laboratoire d'essai à l'autre. Il suffit de déterminer la valeur la plus défavorable de Δ (ou $V_{R,with}$) dans la détermination de u_{table} .

7 Emplacements d'essai pour la mesure des champs radioélectriques perturbateurs dans la gamme de fréquences de 1 GHz à 18 GHz

7.1 Généralités

L'emplacement d'essai doit correspondre à des conditions d'absence de réflexions: il peut être nécessaire d'utiliser des matériaux absorbants et/ou d'augmenter la hauteur de l'EUT pour atteindre ces conditions d'espace libre.

NOTE Dans le cas d'appareils en essai destinés à reposer sur le sol, il se peut que les conditions d'absence de réflexion ne soient pas respectées près du sol.

7.2 Emplacement d'essai de référence

L'emplacement d'essai de référence doit être un emplacement d'essai en zone dégagée en espace libre (FSOATS) avec des précautions pour s'assurer que les réflexions n'influencent pas les résultats de la mesure.

NOTE Le FSOATS constitue le concept de l'emplacement d'essai. Une approximation pratique en est une FAR satisfaisant aux exigences de validation indiquées en 7.3.

7.3 Validation des emplacements d'essai

7.3.1 Généralités

Un emplacement d'essai doit être réputé acceptable pour des mesures de perturbations rayonnées dans la gamme comprise entre 1 GHz et 18 GHz, s'il satisfait au critère donné en 7.3.2. Deux options sont fournies pour la procédure de validation de l'emplacement: la procédure d'essai normalisée avec le S_{VSWR} (voir 7.6), et la procédure d'essai inverse avec le S_{VSWR} (voir 7.7). Dans l'objectif de réaliser des essais par rapport aux normes du CISPR, les mesures de validation d'emplacement doivent être réalisées depuis 1 GHz jusqu'à la fréquence maximale utilisée dans l'installation d'essai; la fréquence maximale doit être au moins de 2 GHz.

Les emplacements d'essai utilisés pour les mesures dans la gamme de 1 GHz à 18 GHz doivent avoir une conception qui réduit le plus possible l'influence des réflexions sur le signal reçu, par exemple une chambre anéchoïque. Si l'emplacement d'essai n'est pas conçu pour

fournir des conditions totalement anéchoïques, par exemple une chambre semi-anéchoïque, l'utilisation d'un matériau absorbant pour couvrir une partie du plan de sol métallique est exigée, comme décrit aux alinéas suivants.

Dans les cas pour lesquels le volume d'essai s'étend depuis le sol conducteur de l'installation jusqu'au-dessus de l'EUT, comme cela peut être le cas pour les installations destinées à soumettre aux essais des EUT posés au sol, des absorbants doivent être placés dans le volume d'essai pour la mesure de validation, selon les besoins aux fins de la validation. Pour satisfaire aux essais d'équipements posés au sol, qui ne peuvent pas être positionnés au-dessus du plan de sol, l'éclairage du volume d'essai sur une hauteur allant jusqu'à 30 cm peut être occulté par des absorbants placés sur le plan de sol.

Lors de la mesure des perturbations d'un EUT de dimension inférieure au diamètre validé, le diamètre du volume d'essai validé s'applique par hypothèse. Dans ce cas, la position de l'antenne est ajustée de telle sorte que la distance entre l'EUT et le point de référence de l'antenne corresponde à la distance utilisée pour la mesure de validation par le S_{VSWR} .

NOTE 1 Dans le cas des EUT de dimension inférieure au volume d'essai validé, la justification implique que la position de l'antenne RX par rapport à l'avant de l'EUT soit ajustée afin de maintenir une distance utilisée dans la validation de S_{VSWR} . Par hypothèse, un EUT de dimension inférieure reste dans l'ouverture de faisceau à mi-puissance de l'antenne RX et dans la mesure où la chambre a été validée pour l'EUT de dimension supérieure et donc pour le faisceau le plus large de l'antenne RX, les exigences spécifiées en 7.6.6.1 de la CISPR 16-2-3:2010 sont respectées.

Pendant la mesure des perturbations d'un EUT posé au sol, les absorbants de sol utilisés pendant la validation de l'emplacement peuvent être retirés dans la proximité immédiate (empreinte au sol) de l'EUT, et jusqu'à 10 cm autour de l'empreinte au sol de l'EUT.

Dans les installations pour lesquelles le volume d'essai est au-dessus de la hauteur de l'absorbant, comme cela est le cas des installations utilisées pour soumettre aux essais des équipements placés sur table, l'absorbant peut être placé sous le volume d'essai à la fois pour la validation de l'emplacement et les essais des équipements. Des photographies montrant la configuration des absorbants et l'emplacement et la localisation de l'antenne d'émission et de l'antenne de réception doivent être incluses dans le rapport de validation d'emplacement.

La validation de l'emplacement est réalisée par des mesures du S_{VSWR} . La méthode de validation d'emplacement évalue un volume d'essai donné pour une combinaison spécifique d'emplacement, d'antenne de réception, de distance d'essai (décrite dans la CISPR 16-2-3), et du matériau absorbant placé si nécessaire sur le plan de sol afin de satisfaire au critère de 7.3.2.

Les influences du mat de l'antenne de réception, disposé de la même manière que pour les essais de validation d'emplacement, ainsi que les objets fixés de manière permanente dans le volume d'essai (tels qu'une table tournante installée à demeure), sont déterminées par la présente procédure de validation d'emplacement et incluses dans celle-ci. Il n'est pas exigé que les objets amovibles tels qu'une table d'essai amovible soient présents pendant les essais de validation de l'emplacement, si leur influence est à déterminer séparément par les procédures supplémentaires du 6.11 du présent document.

La CISPR 16-2-3 fournit une description de la méthode de mesure de l'EUT utilisée pour les essais à des fréquences comprises entre 1 GHz et 18 GHz. Le but de la procédure de mesure du S_{VSWR} est de vérifier l'influence des réflexions incidentes potentielles sur un EUT, de dimensions et de forme arbitraires, placé dans le volume d'essai, et déterminée en utilisant cette procédure.

Le S_{VSWR} est le rapport entre le signal maximal reçu et le signal minimal reçu, dû à l'interférence entre les signaux directs (intentionnels, souhaités) et les signaux réfléchis (indésirables), ou donnés par l'Equation (21):

$$S_{VSWR} = \frac{E_{\max}}{E_{\min}} = \frac{V_{\max}}{V_{\min}} \quad (21)$$

où

$E_{\max}$ et $E_{\min}$ sont les signaux maximaux et minimaux reçus, et

$V_{\max}$ et $V_{\min}$ sont les tensions mesurées correspondantes lorsqu'un récepteur ou un analyseur de spectres est utilisé pour la réception.

Dans les procédures qui suivent, les grandeurs exprimées en décibels (dB) sont généralement utilisées pour les mesures et les calculs. Dans ce cas, S_{VSWR} est donné par l'Equation (22):

$$S_{VSWR,dB} = 20 \lg \left(\frac{V_{\max}}{V_{\min}} \right) = 20 \lg \left(\frac{E_{\max}}{E_{\min}} \right) = V_{\max,dB} - V_{\min,dB} = E_{\max,dB} - E_{\min,dB} \quad (22)$$

NOTE 2 Lorsqu'on utilise des décibels, $S_{VSWR,dB}$ peut être pris comme la différence entre les signaux reçus maximaux et minimaux, exprimés en dBm, dB(μV), ou dB(μV/m), selon l'appareil ou le détecteur de signal utilisé.

NOTE 3 La valeur du S_{VSWR} ou du $S_{VSWR,dB}$ est calculée séparément à partir des signaux maximaux et minimaux obtenus à chaque fréquence et polarisation, pour un jeu de six mesures, comme décrit en 7.6 ou en 7.7.

7.3.2 Critère d'acceptation pour la validation de l'emplacement

Le S_{VSWR} est directement lié aux influences des réflexions indésirables. Le critère d'acceptation pour la validation d'emplacement de 1 GHz à 18 GHz est:

$$S_{VSWR} \leq 2:1, \text{ ou } S_{VSWR,dB} \leq 6,0 \text{ dB},$$

pour S_{VSWR} mesuré conformément aux procédures de 7.6 ou de 7.7.

7.4 Exigences relatives à l'antenne pour la procédure d'essai normalisée avec le S_{VSWR}

7.4.1 Généralités

Pour éclairer toutes les surfaces réfléchissantes pendant cet essai, et pour simuler d'éventuels diagrammes de rayonnement faiblement directionnelles, comme cela se présente avec de nombreux EUT, ce paragraphe spécifie les caractéristiques de l'équipement utilisé pendant l'essai de S_{VSWR} . Dans ce cadre, des antennes RX et TX sont utilisées.

Les paragraphes suivants définissent les critères de performance pour les antennes TX dans le cadre de l'essai de S_{VSWR} ; voir 4.6.2 pour connaître les critères de performance pour les antennes RX. Les résultats d'essais de type fournis par le fabricant peuvent être utilisés pour prouver que les critères de performance de l'antenne ont été respectés.

Les diagrammes TX et RX doivent être mesurés selon les procédures de l'Annexe I de la CISPR 16-1-6:2014/AMD1:2016.

Pour les antennes TX comme pour les antennes RX, une ou plusieurs antennes peuvent être utilisées pour couvrir l'ensemble de la plage de fréquences dans le cadre de l'essai de S_{VSWR} .

NOTE Par hypothèse, les deux antennes satisfont également aux exigences des critères de performance à toutes les fréquences utilisées pour l'essai de S_{VSWR} .

7.4.2 Antenne d'émission

7.4.2.1 Généralités

L'antenne utilisée comme source d'émission doit être polarisée linéairement et doit avoir un diagramme de rayonnement présentant les caractéristiques détaillées suivantes. Les données du diagramme de rayonnement doivent être disponibles avec un pas de fréquence inférieur ou égal à 1 GHz.

Différents pas de fréquences sont exigés en raison de la variation du diagramme de rayonnement en fonction de la fréquence. À l'inverse de certains diagrammes de rayonnement d'antennes RX LPDA, les diagrammes de rayonnement types des antennes TX ne varient pas rapidement en fonction de la fréquence.

7.4.2.2 Diagramme de rayonnement dans le plan E de l'antenne d'émission

Un diagramme de rayonnement dans le plan E pour une antenne avec une polarisation linéaire simple peut être mesuré à l'un des multiples plans de coupe possibles (angle azimutal constant) autour de la sphère de rayonnement. Le plan de coupe pour les mesures du diagramme doit être choisi par le fabricant de l'antenne et doit être décrit dans le rapport de caractérisation de l'antenne. Un choix pratique est généralement le plan contenant le connecteur et le cheminement du câble.

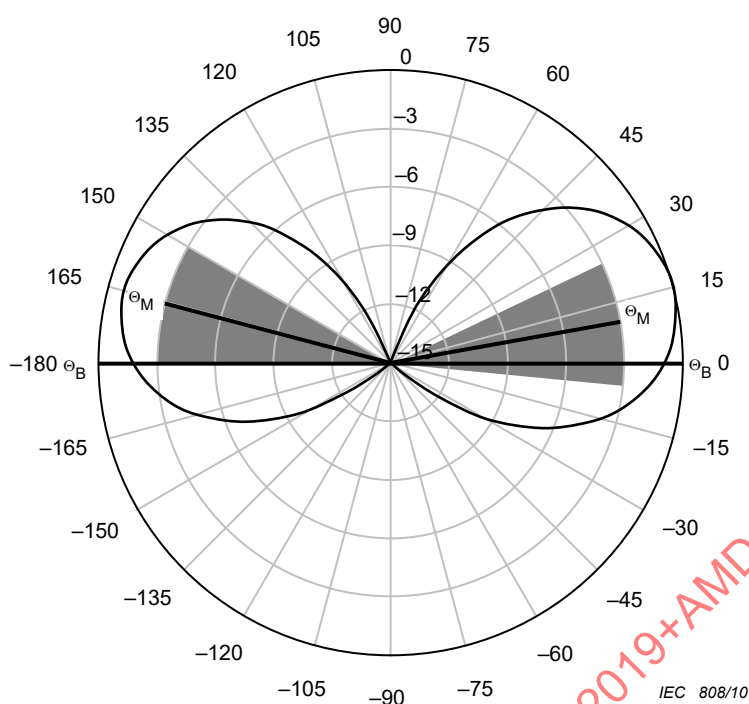
- Choisir une direction de lobe principal, désignée par Θ_M , pour le côté droit et le côté gauche de chaque tracé du diagramme. Θ_M doit être respectivement compris entre $0^\circ \pm 15^\circ$ et $180^\circ \pm 15^\circ$.
- Dessiner la zone réputée interdite symétrique par rapport aux directions des lobes principaux des deux côtés du diagramme² où l'amplitude est ≤ -3 dB pour $\pm 15^\circ$.

NOTE Cette limite garantit un diagramme régulier dans la région de la ligne de visée, ainsi qu'un comportement omnidirectionnel acceptable.

- Le diagramme dans le plan E ne doit pas entrer dans la zone interdite.

La Figure 21 montre un exemple de diagramme de rayonnement qui satisfait aux exigences précédentes du plan E.

² Cette limite garantit un diagramme régulier dans la région de la ligne de visée, ainsi qu'un comportement omnidirectionnel acceptable.



NOTE Le tracé exemple est pour une antenne qui satisfait aux exigences du plan E du présent paragraphe. Les directions des lobes principaux, θ_M , pour le côté droit et le côté gauche de chaque tracé du diagramme sont respectivement comprises entre $0^\circ \pm 15^\circ$ et $180^\circ \pm 15^\circ$. Les zones grisées représentent les "zones interdites" où l'amplitude serait ≤ 3 dB pour $\pm 15^\circ$ de chacun des lobes principaux. Le diagramme d'antenne ne pénètre pas dans la zone interdite.

Figure 21 – Exemple de diagramme de rayonnement dans le plan E d'une antenne d'émission (à titre informatif uniquement)

7.4.2.3 Diagramme de rayonnement dans le plan H de l'antenne d'émission

Un seul plan permet de mesurer le diagramme dans le plan H d'une antenne doublet: le plan orthogonal à l'axe du doublet qui passe par le centre du doublet. Ce plan peut inclure un symétriseur, un connecteur d'entrée et le câble d'entrée, selon qu'on utilise un câble métallique ou une fibre optique. Le fabricant de l'antenne doit décrire le montage utilisé pour mesurer les diagrammes de rayonnement dans le compte rendu d'essais de l'antenne, y compris les positions du câble d'alimentation et du connecteur.

- Moyenner les données du diagramme de rayonnement (en dB) au-dessus de la plage de $\pm 135^\circ$ (0° est l'angle de la ligne de visée, θ_B). La taille maximale d'incrément pour les données de ce diagramme est de 5° dans la gamme de fréquences de 1 GHz à 6 GHz et de 1° de 6 GHz à 18 GHz.
- Le diagramme ne doit pas s'écarter de plus des valeurs suivantes par rapport à la valeur moyennée de $\pm 135^\circ$:

Plage d'angle	1 GHz à 6 GHz	6 GHz à 18 GHz
-60° to $+60^\circ$	± 2 dB	± 3 dB
-60° à -135° , $+60^\circ$ à $+135^\circ$	± 3 dB	± 4 dB
-135° à -180° , $+135^\circ$ à $+180^\circ$	$< +3$ dB	$< +4$ dB

NOTE Bien qu'aucune limite inférieure du diagramme dans le plan H à l'extérieur de $\pm 135^\circ$ ne soit spécifiée, il est souhaitable que celui-ci ne présente pas de zéro à $\pm 180^\circ$, mais soit le plus omnidirectionnel possible. Le cas échéant, les recommandations données par le fabricant d'antennes relatives au cheminement du câble d'alimentation et au positionnement du mât de l'antenne, serviront réduire le plus possible l'influence éventuelle de ces éléments sur le diagramme dans le plan H, à l'extérieur de $\pm 135^\circ$.

La Figure 22 montre un exemple de tracé du diagramme de rayonnement satisfaisant aux exigences précédentes relatives au diagramme dans le plan H.

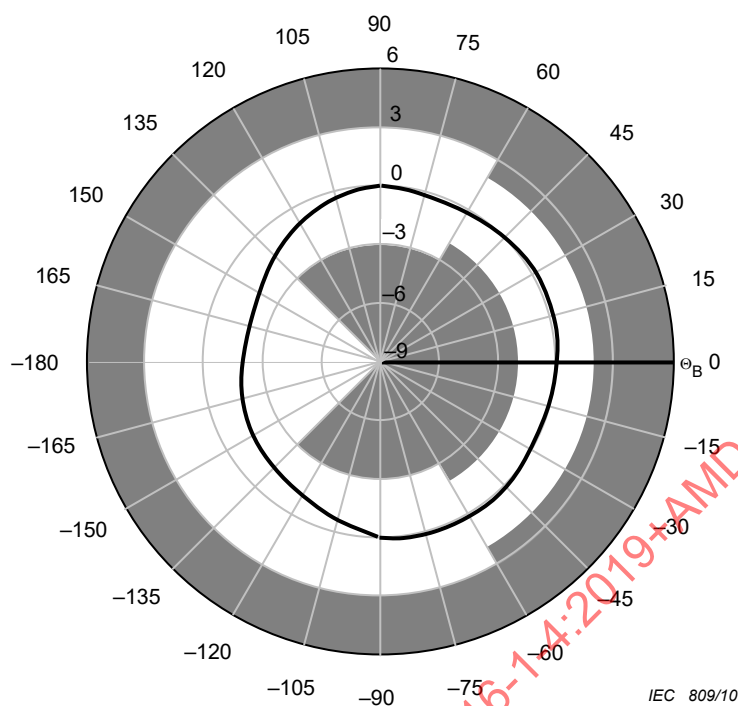


Figure 22a – Diagramme de rayonnement dans le plan H d'une antenne d'émission – 1 GHz à 6 GHz

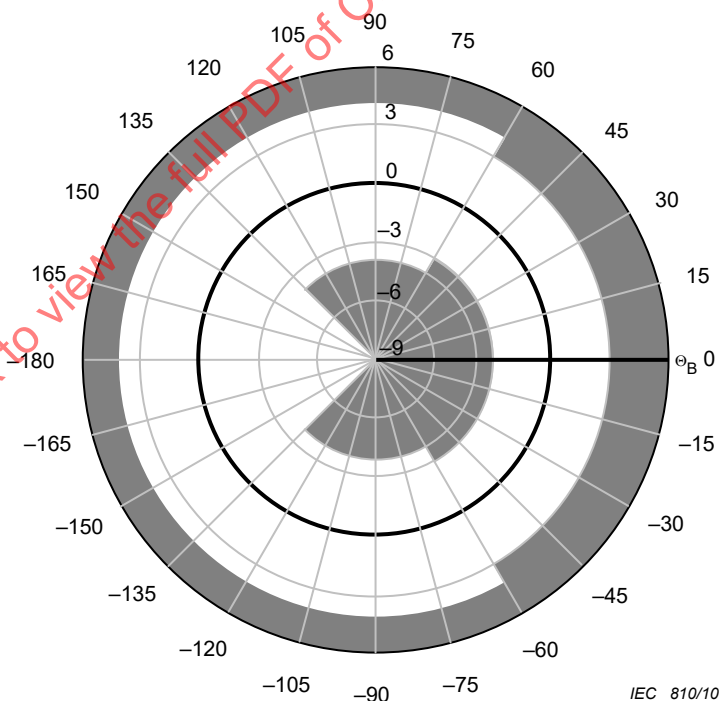


Figure 22b – Diagramme de rayonnement dans le plan H d'une antenne d'émission – 6 GHz à 18 GHz

NOTE L'exemple de tracé concerne une antenne satisfaisant aux exigences relatives au plan H. Les zones grisées représentent les écarts maximaux admis indiqués dans le présent paragraphe. Cet exemple d'antenne satisfait aux exigences parce que le diagramme n'entre pas dans les régions grisées.

Figure 22 – Diagramme de rayonnement dans le plan H d'une antenne d'émission
(exemple donné à titre informatif uniquement)

7.4.3 Antennes et équipement d'essai pour la procédure d'essai inverse avec le S_{VSWR}

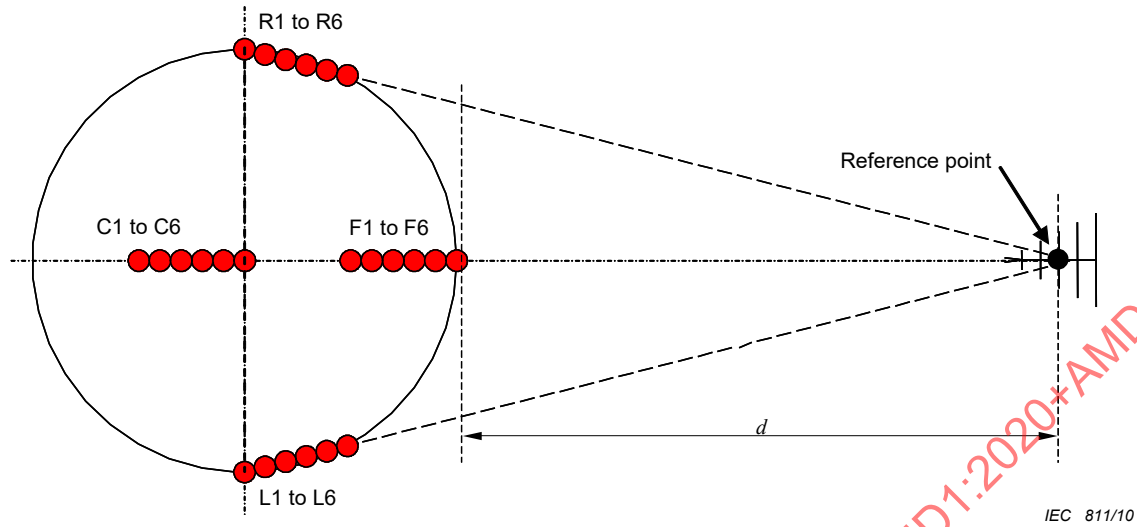
Pour la procédure d'essai inverse avec le S_{VSWR} (voir 7.7), l'antenne utilisée pour émettre vers le volume d'essai doit être du même type que celle utilisée ultérieurement pour les mesurages des perturbations rayonnées provenant des EUT et doit satisfaire aux exigences de 4.6.2. La sonde de champ isotrope utilisée doit être omnidirectionnelle avec une anisotropie ne dépassant pas 3 dB.

7.5 Positions exigées pour l'essai de validation de l'emplacement

7.5.1 Généralités

Les essais de validation de l'emplacement doivent être effectués à l'intérieur d'un volume de forme cylindrique. Le fond du cylindre est constitué par la surface utilisée pour supporter l'EUT. Le haut du cylindre est choisi en fonction de la hauteur maximale qu'un EUT et celle que son câblage pourra occuper à la verticale. Le diamètre du cylindre est le plus grand diamètre exigé pour recevoir un EUT avec ses câbles. Pour déterminer les dimensions du volume des câbles sortant du volume d'essai, l'hypothèse d'une section de 30 cm de ces câbles doit être retenue. Pour s'adapter à des équipements placés au sol qui ne peuvent pas être surélevés par rapport à la surface sur laquelle ils reposent, il est admis que l'éclairage du volume d'essai sur une hauteur pouvant atteindre 30 cm à partir du bas du volume d'essai soit obstrué par des absorbants placés sur le plan de sol. Pour la procédure d'essai normalisée de 7.6, le S_{VSWR} est déterminé en plaçant l'antenne de réception dans la position dans laquelle le volume doit être validé et en déplaçant la source d'émission le long des positions définies. En variante, en utilisant la procédure d'essai inverse avec le S_{VSWR} de 7.7, les positions décrites dans ce paragraphe sont utilisées pour le placement de la sonde de champ dans le volume d'essai.

Les emplacements exigés pour effectuer les mesures de S_{VSWR} dépendent des dimensions du volume d'essai. Les détails des exigences concernant la position conditionnelle des mesures sont donnés en 7.8. Le S_{VSWR} est estimé à chaque emplacement exigé et pour chaque polarisation exigée au moyen d'une série de six mesures sur une ligne allant jusqu'au point de référence de l'antenne de réception. Tous les emplacements possibles exigés sont représentés aux Figures 23 et 24, y compris les emplacements conditionnels décrits en 7.8. Les séries de six mesures sur les lignes allant jusqu'à l'antenne de réception sont indiquées sur ces figures par des points.



Légende

d distance d'essai

Anglais	Français
R1 to R6	R1 à R6
C1 to C6	C1 à C6
F1 to F6	F1 à F6
L1 to L6	L1 à L6
Reference point	Point de référence

**Figure 23 – Positions de mesure de S_{VSWR} dans un plan horizontal
(voir description en 7.5.2)**

7.5.2 Description des positions de mesure de S_{VSWR} dans un plan horizontal (Figure 23)

Ce paragraphe décrit comment les positions de mesure S_{VSWR} se situent dans un plan horizontal représenté à la Figure 23.

- a) Positions avant 1 à 6 (F1 à F6). Les positions avant sont sur une ligne allant du centre du volume d'essai au point de référence de l'antenne de réception. Pour localiser ces positions, localiser d'abord F6 qui est le plus en avant du volume d'essai sur l'axe de mesure, espacé du point de référence de l'antenne de réception de la distance d'essai, d .

F5 à F1 sont mesurées par rapport à F6 comme suit, en s'éloignant de l'antenne de réception:

- 1) $F5 = F6 + 2$ cm en s'éloignant de l'antenne de réception
- 2) $F4 = F6 + 10$ cm en s'éloignant de l'antenne de réception
- 3) $F3 = F6 + 18$ cm en s'éloignant de l'antenne de réception
- 4) $F2 = F6 + 30$ cm en s'éloignant de l'antenne de réception
- 5) $F1 = F6 + 40$ cm en s'éloignant de l'antenne de réception

- b) Positions à droite 1 à 6 (R1 à R6): Ces positions sont localisées par rapport à la position R6. R6 est trouvée en déterminant l'extrémité de droite du volume d'essai (position R1), puis en se déplaçant jusqu'à 40 cm sur une ligne en direction du point de référence de l'antenne de réception (voir Figure 23).

Les positions R5 à R1 sont mesurées par rapport à R6 comme suit, en s'éloignant de l'antenne de réception:

- 1) $R5 = R6 + 2 \text{ cm}$ en s'éloignant de l'antenne de réception
 - 2) $R4 = R6 + 10 \text{ cm}$ en s'éloignant de l'antenne de réception
 - 3) $R3 = R6 + 18 \text{ cm}$ en s'éloignant de l'antenne de réception
 - 4) $R2 = R6 + 30 \text{ cm}$ en s'éloignant de l'antenne de réception
 - 5) $R1 = R6 + 40 \text{ cm}$ en s'éloignant de l'antenne de réception
- c) Positions à gauche 1 à 6 (L1 à L6): Ces positions sont localisées par rapport à la position L6. L6 est trouvée en déterminant l'extrémité de gauche du volume d'essai (position L1), puis en se déplaçant jusqu'à 40 cm sur une ligne en direction du point de référence de l'antenne de réception (voir Figure 23).

Les positions L5 à L1 sont mesurées par rapport à L6 comme suit, en s'éloignant de l'antenne de réception:

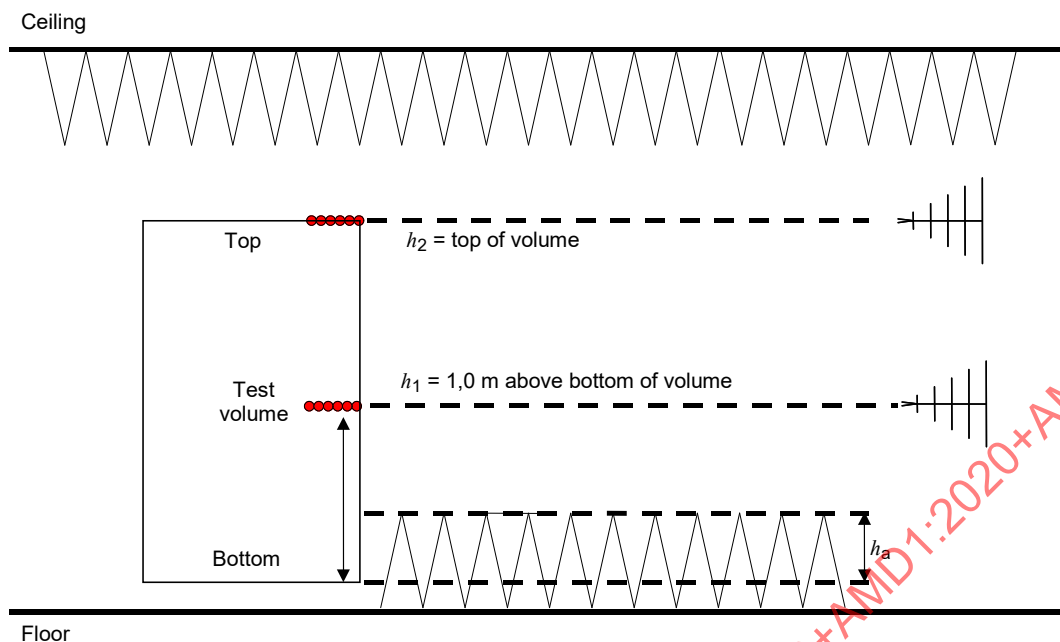
- 1) $L5 = L6 + 2 \text{ cm}$ en s'éloignant de l'antenne de réception
 - 2) $L4 = L6 + 10 \text{ cm}$ en s'éloignant de l'antenne de réception
 - 3) $L3 = L6 + 18 \text{ cm}$ en s'éloignant de l'antenne de réception
 - 4) $L2 = L6 + 30 \text{ cm}$ en s'éloignant de l'antenne de réception
 - 5) $L1 = L6 + 40 \text{ cm}$ en s'éloignant de l'antenne de réception
- d) Positions centrales 1 à 6 (C1 à C6): Ces positions sont localisées par rapport à la position C6. La position C6 est au centre du volume d'essai. Les positions C1 à C6 sont exigées pour les essais lorsque le volume d'essai a un diamètre supérieur à 1,5 m (voir 7.8).

C5 à C1 sont mesurées par rapport à C6 en s'éloignant de l'antenne de réception, de la manière suivante:

- 1) $C5 = C6 + 2 \text{ cm}$ en s'éloignant de l'antenne de réception
- 2) $C4 = C6 + 10 \text{ cm}$ en s'éloignant de l'antenne de réception
- 3) $C3 = C6 + 18 \text{ cm}$ en s'éloignant de l'antenne de réception
- 4) $C2 = C6 + 30 \text{ cm}$ en s'éloignant de l'antenne de réception
- 5) $C1 = C6 + 40 \text{ cm}$ en s'éloignant de l'antenne de réception

7.5.3 Description des positions supplémentaires de mesure de S_{VSWR} (Figure 24)

Outre les emplacements indiqués à la Figure 23, un plan d'essai additionnel de S_{VSWR} au sommet du volume d'essai peut être exigé en fonction de la hauteur du volume d'essai. La Figure 24 présente l'exigence supplémentaire de hauteur pour les mesures de S_{VSWR} . L'essai à la deuxième hauteur doit être réalisé sur la position avant uniquement.



IEC 812/10

Anglais	Français
Ceiling	Plafond
Top	Haut
h_2 = top of volume	h_2 = sommet du volume
Test volume	Volume d'essai
h_1 = 1,0 m above the bottom of volume	h_1 = 1,0 m au-dessus du bas du volume
Bottom	Bas
Floor	Sol

Légende

- h_a : partie du volume d'essai occultée par un matériau absorbant placé sur le sol (30 cm maximum)
- h_1 : hauteur au milieu du volume d'essai, ou à 1,0 m au-dessus du bas du volume d'essai, en prenant la plus faible de ces deux valeurs
- h_2 : hauteur au sommet du volume d'essai exigée pour faire des mesures si h_2 est distante d'au moins 0,5 m de h_1 (voir 7.8 pour les détails)

Figure 24 – Positions de S_{VSWR} (exigences de hauteur)

7.5.4 Récapitulatif des positions de mesure de S_{VSWR}

Le Tableau 7 fournit un récapitulatif des positions de mesure de S_{VSWR} . Dans le Tableau 7, les positions sont regroupées en fonction de la hauteur (h_1 , h_2) et de l'emplacement (avant, gauche, droite, centre). Pour chaque emplacement, une position de référence utilisée dans les calculs exigés par l'Equation (23) est définie (voir 7.6). Les positions sont désignées par P_{mnopq} , où les indices correspondent aux noms des positions énumérées dans la première colonne du Tableau 7.

Tableau 7 – Désignations des positions de mesure de S_{VSWR} (1 de 3)

Nom de la position	Emplacement	Hauteur	Polarisation	Position de référence pour d_{ref} [voir Equation (23)]	Emplacement par rapport à la position de référence
Positions avant (Avant, h_1) à la première hauteur					
F1h1H	Avant	h_1	Horizontale	F6h1	+40 cm en s'éloignant de l'antenne de réception
F1h1V	Avant	h_1	Verticale	F6h1	+40 cm en s'éloignant de l'antenne de réception
F2h1H	Avant	h_1	Horizontale	F6h1	+30 cm en s'éloignant de l'antenne de réception
F2h1V	Avant	h_1	Verticale	F6h1	+30 cm en s'éloignant de l'antenne de réception
F3h1H	Avant	h_1	Horizontale	F6h1	+18 cm en s'éloignant de l'antenne de réception
F3h1V	Avant	h_1	Verticale	F6h1	+18 cm en s'éloignant de l'antenne de réception
F4h1H	Avant	h_1	Horizontale	F6h1	+10 cm en s'éloignant de l'antenne de réception
F4h1V	Avant	h_1	Verticale	F6h1	+10 cm en s'éloignant de l'antenne de réception
F5h1H	Avant	h_1	Horizontale	F6h1	+2 cm en s'éloignant de l'antenne de réception
F5h1V	Avant	h_1	Verticale	F6h1	+2 cm en s'éloignant de l'antenne de réception
F6h1H	Avant	h_1	Horizontale	F6h1	= Position de référence (Avant, h_1)
F6h1V	Avant	h_1	Verticale	F6h1	= Position de référence (Avant, h_1)
Positions au centre (Centre, h_1) à la première hauteur (si exigées – voir 7.8)					
C1h1H	Centre	h_1	Horizontale	C6h1	+40 cm en s'éloignant de l'antenne de réception
C1h1V	Centre	h_1	Verticale	C6h1	+40 cm en s'éloignant de l'antenne de réception
C2h1H	Centre	h_1	Horizontale	C6h1	+30 cm en s'éloignant de l'antenne de réception
C2h1V	Centre	h_1	Verticale	C6h1	+30 cm en s'éloignant de l'antenne de réception
C3h1H	Centre	h_1	Horizontale	C6h1	+18 cm en s'éloignant de l'antenne de réception
C3h1V	Centre	h_1	Verticale	C6h1	+18 cm en s'éloignant de l'antenne de réception
C4h1H	Centre	h_1	Horizontale	C6h1	+10 cm en s'éloignant de l'antenne de réception
C4h1V	Centre	h_1	Verticale	C6h1	+10 cm en s'éloignant de l'antenne de réception
C5h1H	Centre	h_1	Horizontale	C6h1	+2 cm en s'éloignant de l'antenne de réception
C5h1V	Centre	h_1	Verticale	C6h1	+2 cm en s'éloignant de l'antenne de réception
C6h1H	Centre	h_1	Horizontale	C6h1	= Position de référence (centre, h_1)
C6h1V	Centre	h_1	Verticale	C6h1	= Position de référence (centre, h_1)

Tableau 7 (2 de 3)

Nom de la position	Emplacement	Hauteur	Polarisation	Position de référence pour d_{ref} [voir Equation (23)]	Emplacement par rapport à la position de référence
Positions à droite à la première hauteur					
R1h1H	Droite	h_1	Horizontale	R6h1	+40 cm en s'éloignant de l'antenne de réception à l'extrémité droite du volume
R1h1V	Droite	h_1	Verticale	R6h1	+40 cm en s'éloignant de l'antenne de réception à l'extrémité droite du volume
R2h1H	Droite	h_1	Horizontale	R6h1	+30 cm en s'éloignant de l'antenne de réception
R2h1V	Droite	h_1	Verticale	R6h1	+30 cm en s'éloignant de l'antenne de réception
R3h1H	Droite	h_1	Horizontale	R6h1	+18 cm en s'éloignant de l'antenne de réception
R3h1V	Droite	h_1	Verticale	R6h1	+18 cm en s'éloignant de l'antenne de réception
R4h1H	Droite	h_1	Horizontale	R6h1	+10 cm en s'éloignant de l'antenne de réception
R4h1V	Droite	h_1	Verticale	R6h1	+10 cm en s'éloignant de l'antenne de réception
R5h1H	Droite	h_1	Horizontale	R6h1	+2 cm en s'éloignant de l'antenne de réception
R5h1V	Droite	h_1	Verticale	R6h1	+2 cm en s'éloignant de l'antenne de réception
R6h1H	Droite	h_1	Horizontale	R6h1	= Position de référence (Droite, h_1)
R6h1V	Droite	h_1	Verticale	R6h1	= Position de référence (Droite, h_1)
Positions à gauche à la première hauteur					
L1h1H	Gauche	h_1	Horizontale	L6h1	+40 cm en s'éloignant de l'antenne de réception à l'extrémité gauche du volume
L1h1V	Gauche	h_1	Verticale	L6h1	+40 cm en s'éloignant de l'antenne de réception à l'extrémité gauche du volume
L2h1H	Gauche	h_1	Horizontale	L6h1	+30 cm en s'éloignant de l'antenne de réception
L2h1V	Gauche	h_1	Verticale	L6h1	+30 cm en s'éloignant de l'antenne de réception
L3h1H	Gauche	h_1	Horizontale	L6h1	+18 cm en s'éloignant de l'antenne de réception
L3h1V	Gauche	h_1	Verticale	L6h1	+18 cm en s'éloignant de l'antenne de réception
L4h1H	Gauche	h_1	Horizontale	L6h1	+10 cm en s'éloignant de l'antenne de réception
L4h1V	Gauche	h_1	Verticale	L6h1	+10 cm en s'éloignant de l'antenne de réception
L5h1H	Gauche	h_1	Horizontale	L6h1	+2 cm en s'éloignant de l'antenne de réception
L5h1V	Gauche	h_1	Verticale	L6h1	+2 cm en s'éloignant de l'antenne de réception
L6h1H	Gauche	h_1	Horizontale	L6h1	= Position de référence (Gauche, h_1)
L6h1V	Gauche	h_1	Verticale	L6h1	= Position de référence (Gauche, h_1)

Tableau 7 (3 de 3)

Nom de la position	Emplacement	Hauteur	Polarisation	Position de référence pour d_{ref} [voir Equation (23)]	Emplacement par rapport à la position de référence
Positions en avant à la deuxième hauteur (si exigées – voir 7.8)					
F1h2H	Avant	h_2	Horizontale	F6h2	+40 cm en s'éloignant de l'antenne de réception
F1h2V	Avant	h_2	Verticale	F6h2	+40 cm en s'éloignant de l'antenne de réception
F2h2H	Avant	h_2	Horizontale	F6h2	+30 cm en s'éloignant de l'antenne de réception
F2h2V	Avant	h_2	Verticale	F6h2	+30 cm en s'éloignant de l'antenne de réception
F3h2H	Avant	h_2	Horizontale	F6h2	+18 cm en s'éloignant de l'antenne de réception
F3h2V	Avant	h_2	Verticale	F6h2	+18 cm en s'éloignant de l'antenne de réception
F4h2H	Avant	h_2	Horizontale	F6h2	+10 cm en s'éloignant de l'antenne de réception
F4h2V	Avant	h_2	Verticale	F6h2	+10 cm en s'éloignant de l'antenne de réception
F5h2H	Avant	h_2	Horizontale	F6h2	+2 cm en s'éloignant de l'antenne de réception
F5h2V	Avant	h_2	Verticale	F6h2	+2 cm en s'éloignant de l'antenne de réception
F6h2H	Avant	h_2	Horizontale	F6h2	= Position de référence (Avant, h_2)
F6h2V	Avant	h_2	Verticale	F6h2	= Position de référence (Avant, h_2)
NOTE Ces mesures de S_{VSWR} peuvent être effectuées dans n'importe quel ordre.					

7.6 Validation de l'emplacement de S_{VSWR} – procédure d'essai normalisée

Dans la procédure suivante, les positions sont désignées par P_{mnpq} , où les indices correspondent aux noms des positions énumérées dans la première colonne du Tableau 7. Le signal mesuré M , est le champ électrique reçu ou la mesure de tension dans chaque position, et il est désigné de la même manière par des indices, par exemple M_{mnpq} : P_{F1h1H} par exemple est la position F1, à la hauteur 1, en polarisation horizontale et son signal mesuré (en dB) est dénommé M_{F1h1H} .

- Placer la source d'émission avec son point de référence dans la position avant 6, hauteur 1, en polarisation horizontale (P_{F6h1H}). Placer l'antenne de réception également en polarisation horizontale à la distance d'essai d , mesurée à partir de la source jusqu'au point de référence de l'antenne de réception. Noter que la hauteur de l'antenne de réception doit être la même hauteur que celle de la source d'émission, pour toutes les mesures.
- Vérifier que le signal reçu affiché est supérieur au bruit ambiant d'au moins 20 dB et supérieur au bruit affiché par le récepteur de mesure ou l'analyseur de spectre sur toute la gamme des fréquences à mesurer. Si ce n'est pas le cas, il peut être nécessaire d'utiliser des équipements différents (antennes, câbles, générateur de signal, préamplificateur) et/ou d'utiliser, le cas échéant, des plages de fréquences partielles pour maintenir le signal à 20 dB au-dessus du plancher de bruit affiché.

- c) Enregistrer le niveau de signal mesuré, M_{F6h1H} à chaque fréquence. Les mesures peuvent être effectuées par balayage ou par incréments de fréquence par pas. Si l'on utilise des incréments par pas, l'incrément de fréquence doit être inférieur ou égal à 50 MHz.
- d) Répéter les étapes b) et c), la source d'émission se trouvant dans les cinq autres positions indiquées dans le Tableau 8 (voir 6.9) pour les conditions avant, hauteur 1, polarisation horizontale. Il y a au total six mesures pour avant, hauteur 1, polarisation horizontale (de M_{F1h1H} à M_{F6h1H}) qui diffèrent par la distance de séparation par rapport à l'antenne de réception, des incréments indiqués dans le Tableau 7.
- e) Faire varier la polarisation de la source d'émission et de l'antenne de réception en une polarisation verticale, puis répéter la procédure ci-dessus pour les positions P_{F1h1V} à P_{F1h6V} , afin d'obtenir M_{F1h1V} à M_{F1h6V} .
- f) Pour l'ensemble des mesures, normaliser le champ électrique mesuré ou les données de tension mesurées à la distance de la position de référence indiquée dans le Tableau 7 en utilisant l'Equation (23):

$$M'_{mnopq} = M_{mnopq} + 20 \lg \left(\frac{d_{mnopq}}{d_{ref}} \right) \text{ dB} \quad (23)$$

où

d_{mnopq}	est la distance réelle de séparation pour l'emplacement de mesure;
d_{ref}	est la distance de séparation mesurée par rapport à la position de référence;
M_{mnopq}	est le signal mesuré (intensité du champ électrique ou tension du récepteur) en dB. Noter que chaque emplacement de mesure a une position de référence différente correspondant à la position 6, comme indiqué dans le Tableau 7 pour P_{mnopq} ;
M'_{mnopq}	est l'intensité du champ électrique mesuré normalisé ou les données de tension par rapport à la distance de la position de référence indiquée dans le Tableau 7.

- g) En utilisant l'Equation (21) ou l'Equation (22) (voir 7.3.1), calculer le S_{VSWR} pour la polarisation horizontale. En utilisant l'Equation (22), $S_{VSWR, dB}$ peut être obtenu en soustrayant le signal minimal reçu, $M_{min, dB}$, du signal maximal reçu, $M_{max, dB}$, après avoir appliqué les corrections de distance [c'est-à-dire l'étape f) du 7.6], pour les six positions. Répéter le calcul pour les résultats obtenus en utilisant la polarisation verticale.
- h) Le S_{VSWR} pour chacune des polarisations doit satisfaire aux critères d'acceptation de 7.3.2.
- i) Répéter les étapes a) à h) pour les positions à gauche et à droite du volume d'essai. Noter que lorsque l'antenne d'émission source est déplacée à gauche ou à droite, sa ligne de visée doit être dirigée vers l'antenne de réception. Cependant, l'antenne de réception doit continuer à faire face au centre (non dirigée vers les positions latérales), dans la même direction que celle qu'elle aura ultérieurement pendant les mesures effectuées sur les EUT.
- j) Si 7.8 l'exige, répéter la procédure ci-dessus pour les mesures dans la position centrale, et pour les mesures demandées à la deuxième hauteur. Lorsque les mesures sont effectuées à la deuxième hauteur, l'antenne de réception doit être à la même hauteur que l'antenne d'émission.

7.7 Validation d'emplacement de S_{VSWR} – procédure d'essai inverse utilisant une sonde de champ isotrope

Pour les installations blindées (c'est-à-dire une chambre complètement anéchoïque ou une chambre semi-anéchoïque), il est admis de déterminer le S_{VSWR} au moyen d'une sonde de champ isotrope placée aux emplacements exigés du Tableau 7 et en illuminant le volume d'essai avec la même antenne que celle qui sera utilisée ultérieurement comme antenne de réception, pour les mesurages des perturbations rayonnées provenant des EUT. Pour les besoins du présent document, cette méthode est appelée méthode «inverse» de validation

d'emplacement avec le S_{VSWR} . Dans cette procédure d'essai inverse avec le S_{VSWR} , l'antenne à utiliser ultérieurement comme antenne de réception pour les mesurages des perturbations rayonnées provenant des EUT est appelée antenne "d'émission" car elle sera utilisée pour émettre en direction d'une sonde située dans le volume d'essai. La sonde de champ isotrope est exigée pour satisfaire aux spécifications de diagramme de rayonnement de 7.4.2. La sonde doit pouvoir être alignée avec la polarisation de l'antenne d'émission, c'est-à-dire que l'emplacement et l'orientation des éléments détecteurs de la sonde doivent être connus.

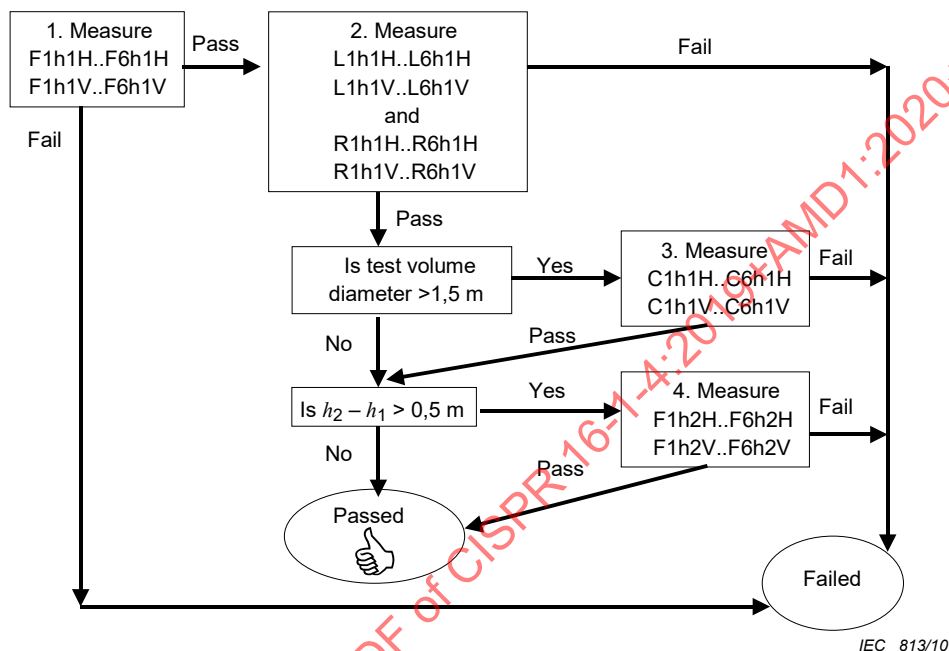
La procédure d'essai inverse de validation d'emplacement avec le S_{VSWR} utilisant une sonde de champ isotrope est la suivante.

- a) Placer la sonde de champ dans la position avant 6, hauteur 1, en polarisation horizontale (P_{F6h1H}). Placer l'antenne d'émission à la distance d'essai d mesurée, du périmètre du volume d'essai jusqu'au point de référence de l'antenne. La hauteur de l'antenne d'émission doit être la même que celle de la sonde, pour toutes les positions.
- b) Vérifier que l'amplitude du champ est suffisante pour permettre le bon fonctionnement de la sonde. Pour les recommandations concernant les équipements et les procédures nécessaires à la détermination des intensités de champ appropriées, se référer aux spécifications d'utilisation des constructeurs pour la sonde (sensibilité et incertitude de mesure adéquates). De plus, il convient de vérifier la linéarité du système de transmission et de la sonde, et les harmoniques doivent être supprimées jusqu'à un niveau d'au moins 15 dB en dessous du signal primaire. L'utilisation d'un coupleur directif est recommandée pour surveiller la puissance incidente pendant l'essai, car des variations de niveau de la puissance de sortie entraînent des variations des résultats de l'essai. Il est important de fournir des signaux de sortie stables, car toute variation de signal due à une instabilité de la source de signal (par exemple mauvais raccordements des câbles, variations dues au temps de préchauffage du amplificateur de puissance, etc.) peut générer des variations supplémentaires des résultats (c'est-à-dire des résultats de S_{VSWR} artificiellement élevés).
- c) Enregistrer le niveau de signal mesuré, M_{F6h1H} , à chaque fréquence. Les mesures peuvent être effectuées par balayage ou par incréments de fréquence par pas. Si l'on utilise des incréments par pas, l'incrément de fréquence doit être inférieur ou égal à 50 MHz.
- d) Répéter les étapes b) et c), la sonde de champ se trouvant dans les cinq autres positions indiquées dans le Tableau 8 (voir 7.9) pour les conditions avant, hauteur 1, polarisation horizontale. Il y a au total six mesures pour avant, hauteur 1, polarisation horizontale (de M_{F1h1H} à M_{F6h1H}) qui diffèrent par la distance de séparation par rapport à l'antenne de réception, des incréments indiqués dans le Tableau 7.
- e) Faire varier la polarisation de la sonde de champ et de l'antenne en une polarisation verticale et répéter la procédure ci-dessus pour les positions P_{F1h1V} à P_{F6h1V} , afin d'obtenir M_{F1h1V} à M_{F6h1V} .
- f) Pour toutes les mesures, normaliser les données obtenues en utilisant l'Equation (23).
- g) En utilisant l'Equation (21) ou l'Equation (22) (voir 7.3.1), calculer le S_{VSWR} pour la polarisation horizontale. En utilisant l'Equation (22), $S_{VSWR, dB}$ peut être obtenu en soustrayant le signal minimal reçu, $M_{min, dB}$, du signal maximal reçu, $M_{max, dB}$, après avoir appliqué les corrections de distance [c'est-à-dire l'étape f) du 7.7], pour les six positions. Répéter les calculs pour les résultats obtenus en utilisant la polarisation verticale.
- h) Le S_{VSWR} pour les deux polarisations doit satisfaire aux critères d'acceptation de 7.3.2.
- i) Répéter la procédure ci-dessus pour les parties gauche et droite du volume d'essai. Noter que pour la procédure S_{VSWR} inverse, la sonde peut être réglée pour conserver une direction constante vers le point de référence de l'antenne d'émission. Cependant, l'antenne d'émission doit rester pointée vers le centre du volume (non dirigée vers les positions latérales), dans la même direction que celle qu'elle aura pendant les mesures effectuées ultérieurement sur les EUT.
- j) Si 7.8 l'exige, répéter la procédure ci-dessus pour les mesures dans la position centrale, et pour toutes les mesures demandées à la deuxième hauteur. Lorsque les mesures sont effectuées à la deuxième hauteur, la sonde doit être à la même hauteur que l'antenne d'émission.

7.8 Exigences concernant la position conditionnelle des mesures de S_{VSWR}

Comme indiqué par la Figure 23, la Figure 24 et le Tableau 7, des mesures dans des positions supplémentaires sont demandées en fonction des dimensions du volume d'essai. La Figure 25 présente un organigramme spécifiant le moment où ces mesures supplémentaires sont exigées.

Lorsque des positions de mesure supplémentaires sont exigées, le S_{VSWR} doit être déterminé à chaque fréquence d'essai de chaque groupe de six mesures, indépendamment pour la polarisation horizontale et verticale, en utilisant les procédures de 7.6 ou 7.7.



Anglais	Français
1. Measure	1. Mesurer
Pass	Réussite
Fail	Echec
2. Measure and	2. Mesurer et
Pass	Réussite
Fail	Echec
Is test volume diameter > 1,5 m	Diamètre du volume d'essai > 1,5 m ?
Yes	Oui
No	Non
3. Measure	3. Mesurer
Pass	Réussite
Fail	Echec
Is $h_2 - h_1 > 0,5$ m	$h_2 - h_1 > 0,5$ m ?
Yes	Oui
No	Non
4. Measure	4. Mesurer
Pass	Réussite
Fail	Echec
Passed	Réussite
Failed	Echec

NOTE Il n'est pas exigé d'effectuer les mesures dans l'ordre énoncé, et celles-ci peuvent être effectuées dans n'importe quel ordre permettant d'obtenir l'ensemble des données exigées.

Figure 25 – Exigences concernant la position conditionnelle des mesures de S_{VSWR}

7.9 Rapport d'essai de validation d'emplacement S_{VSWR}

Le Tableau 8 fournit un résumé de toutes les mesures et calculs possibles de S_{VSWR} exigés (normalisés), y compris les résultats relatifs aux positions exigées et aux positions conditionnelles de 7.8. Les calculs de S_{VSWR} ci-dessus et les exigences liées au rapport s'appliquent à chaque fréquence d'essai.

Tableau 8 – Exigences concernant les rapports de S_{VSWR}

Emplacement	Hauteur	Polarisation	Type	S_{VSWR} dB
Avant	h_1	Horizontale	Exigé	$= \text{Max} (M'_{F1h1H} \dots M'_{F6h1H}) - \text{Min} (M'_{F1h1H} \dots M'_{F6h1H})$
Avant	h_1	Verticale	Exigé	$= \text{Max} (M'_{F1h1V} \dots M'_{F6h1V}) - \text{Min} (M'_{F1h1V} \dots M'_{F6h1V})$
Droite	h_1	Horizontale	Exigé	$= \text{Max} (M'_{R1h1H} \dots M'_{R6h1H}) - \text{Min} (M'_{R1h1H} \dots M'_{R6h1H})$
Droite	h_1	Verticale	Exigé	$= \text{Max} (M'_{R1h1V} \dots M'_{R6h1V}) - \text{Min} (M'_{R1h1V} \dots M'_{R6h1V})$
Gauche	h_1	Horizontale	Exigé	$= \text{Max} (M'_{L1h1H} \dots M'_{L6h1H}) - \text{Min} (M'_{L1h1H} \dots M'_{L6h1H})$
Gauche	h_1	Verticale	Exigé	$= \text{Max} (M'_{L1h1V} \dots M'_{L6h1V}) - \text{Min} (M'_{L1h1V} \dots M'_{L6h1V})$
Centre	h_1	Horizontale	Conditionnel	$= \text{Max} (M'_{C1h1H} \dots M'_{C6h1H}) - \text{Min} (M'_{C1h1H} \dots M'_{C6h1H})$
Centre	h_1	Verticale	Conditionnel	$= \text{Max} (M'_{C1h1V} \dots M'_{C6h1V}) - \text{Min} (M'_{C1h1V} \dots M'_{C6h1V})$
Avant	h_2	Horizontale	Conditionnel	$= \text{Max} (M'_{F1h2H} \dots M'_{F6h2H}) - \text{Min} (M'_{F1h2H} \dots M'_{F6h2H})$
Avant	h_2	Verticale	Conditionnel	$= \text{Max} (M'_{F1h2V} \dots M'_{F6h2V}) - \text{Min} (M'_{F1h2V} \dots M'_{F6h2V})$

7.10 Limites de la méthode de validation d'emplacement de S_{VSWR}

Les points de mesure choisis pour 7.5 et contenus dans les procédures précédentes ont pour objet de fournir une mesure d'ensemble du S_{VSWR} de l'emplacement d'essai pour toute la gamme de fréquences de 1 GHz à 18 GHz. Noter cependant que le S_{VSWR} maximal ne peut pas toujours être obtenu par les procédures de 7.6 ou 7.7, à une fréquence spécifique f quelconque. Par conséquent, il convient d'éviter les énoncés de conformité de S_{VSWR} basés sur des mesures à une fréquence unique. Cependant, le maximum trouvé par les procédures ci-dessus, dans des octaves de fréquence adjacentes ($0,5f$ à $2f$), est en général représentatif du S_{VSWR} le plus défavorable relatif à toutes les fréquences incluses dans la bande.

Dans les cas une meilleure précision des résultats de S_{VSWR} à une seule fréquence est souhaitée, la méthode ci-dessus peut être améliorée en effectuant la mesure à plus de six positions le long des lignes indiquées sur la Figure 23 et la Figure 24. Il convient d'espacer de manière inégale les points supplémentaires de collecte de données, et de les choisir en se basant sur un déplacement en distance de l'antenne source (ou de la sonde de champ pour la méthode de S_{VSWR} inverse) en utilisant des échelons d'un quart de longueur d'onde à la fréquence concernée.

7.11 Autres emplacements d'essai

Tout emplacement d'essai qui satisfait aux conditions d'espace libre est un autre emplacement d'essai possible.

8 Dispositifs d'absorption en mode commun

8.1 Généralités

Les CMAD (dispositifs d'absorption en mode commun) sont appliqués sur les câbles à leur sortie du volume d'essai au cours d'une mesure de perturbation rayonnée. Les CMAD sont utilisés dans les mesures des perturbations rayonnées pour réduire les variations des résultats de mesure entre différents emplacements d'essai, dues à de possibles différences de valeurs d'impédance de mode commun et de symétrie au point où les câbles quittent l'emplacement d'essai (par exemple au centre d'une table tournante). Les caractéristiques fondamentales des CMAD peuvent être exprimées en paramètres S . Les valeurs de performance déduites telles que la perte d'insertion ou le coefficient de réflexion peuvent être déterminées à partir de ces paramètres S . Cet article spécifie les méthodes de mesure pour la vérification des paramètres S d'un CMAD.

8.2 Mesures des paramètres S d'un CMAD

Les paramètres S mesurés dans un montage d'essai, comme cela est décrit en 8.3, sont utilisés pour caractériser les propriétés d'un CMAD. Les valeurs des paramètres S complexes sont évaluées au niveau des plans de référence indiqués à la Figure 26. La méthode de référence pour la mesure des paramètres S avec la précision la plus élevée possible utilise un analyseur de réseau vectoriel (VNA) et la méthode d'étalonnage TRL décrite en 8.4.

8.3 Montage d'essai de CMAD

Un montage d'essai utilisé pour la mesure des paramètres S d'un CMAD en essai doit comporter une tige métallique cylindrique au-dessus d'un plan de sol métallique comme cela est représenté à la Figure 26. La tige métallique entre les flasques verticaux du montage d'essai se compose de trois sections: une section formant une ligne de transmission dans le montage entre les deux plans de référence et deux sections d'adaptation entre les plans de référence et les accès d'adaptateur.

Les effets sur les résultats de mesure d'un CMAD dus aux sections d'adaptation et aux accès d'adaptateur peuvent être éliminés en utilisant la méthode d'étalonnage TRL décrite en 8.4, ce qui permet d'obtenir une incertitude faible pour les mesures finales. Tout type d'adaptateur peut être utilisé pour les mesures de 8.4. Des exemples d'adaptateurs sont représentés aux Figures 29 à 31 (voir 8.6).

Le diamètre d de la tige cylindrique doit être de 4 mm. La hauteur au-dessus du plan de masse, h , est définie par les dimensions du CMAD. Les valeurs types sont 30 mm, 65 mm et 90 mm. La mesure doit être réalisée à la hauteur définie par la conception du CMAD. La distance entre le plan de référence et le flasque vertical du montage (section d'adaptation), L_A , doit être d'au moins $2h$ (voir Figure 26). Il convient que les distances entre les plans de référence et les extrémités du CMAD, D_A et D_B , soient aussi faibles que possible, mais qu'elles ne dépassent pas h . Le plan de masse métallique du montage d'essai doit avoir une longueur supérieure à $(L_{\text{jig}} + 4h)$ et une largeur supérieure à $4h$.

L'impédance caractéristique, Z_{ref} , est donnée par le diamètre interne de la ligne, d (définie à 4 mm), et par la hauteur du centre de la tige au-dessus du plan de sol, h :

$$Z_{\text{ref}} = \frac{Z_0}{2\pi} \cosh^{-1} \left(\frac{2h}{d} \right) \text{ en } \Omega \quad (24)$$

où

Z_0 est l'impédance d'espace libre en W (à savoir 120π) en Ω ;

d est le diamètre du conducteur d'essai, défini à 4 mm;

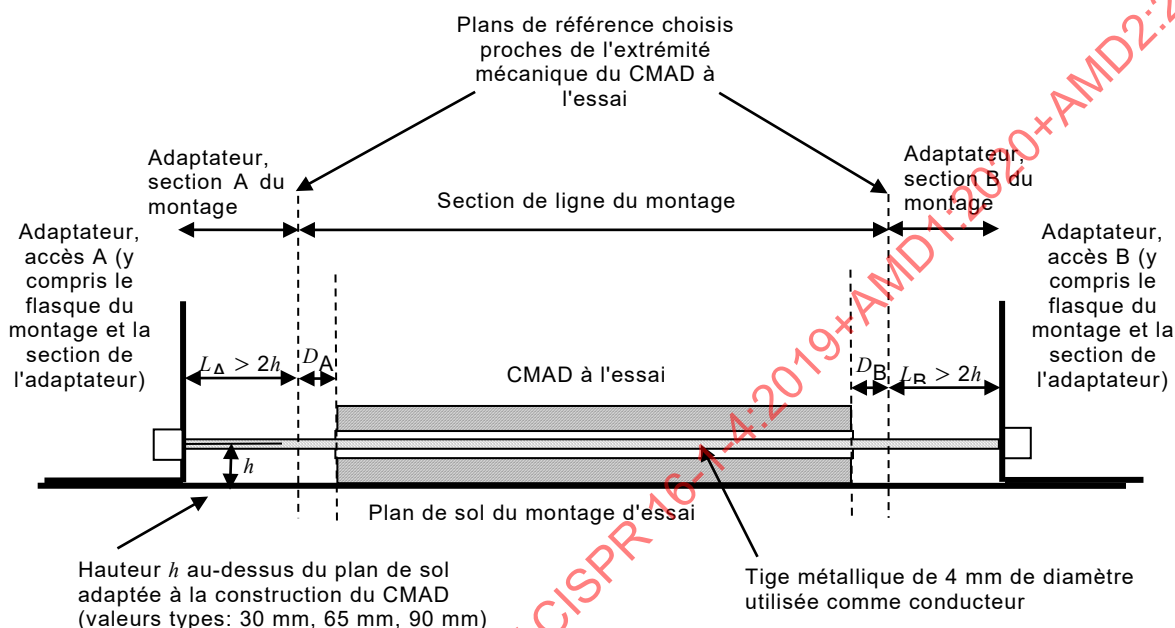
h est la hauteur du centre du conducteur d'essai au-dessus du plan de masse.

EXEMPLE Les valeurs types de Z_{ref} pour différentes hauteurs h sont:

$$h = 30 \text{ mm} \rightarrow Z_{\text{ref}} = 204 \, \Omega$$

$$h = 65 \text{ mm} \rightarrow Z_{\text{ref}} = 248 \, \Omega$$

$$h = 90 \text{ mm} \rightarrow Z_{\text{ref}} = 270 \, \Omega$$



IEC 814/10

Figure 26 – Définition des plans de référence à l'intérieur du montage d'essai

8.4 Méthode de mesure utilisant l'étalonnage TRL

La méthode d'étalonnage «through-reflect-line» (TRL) est recommandée pour mesurer les paramètres S - des CMAD. L'utilisation de cette procédure d'étalonnage permet de choisir le plan de référence à l'intérieur du montage d'essai de manière à ce qu'il soit très proche de l'emplacement où le CMAD en essai sera placé, ce qui permet de réduire le plus possible les distances D_A et D_B (voir Figure 26). L'étalonnage nécessite une tige métallique (appelée "ligne") de même diamètre et à la même hauteur que la section de ligne de transmission du montage. L'impédance et la longueur caractéristiques de la section de ligne doivent être connues exactement et elles sont introduites dans les données d'étalonnage utilisées par le micrologiciel du VNA ou par les calculs de correction externes.

La longueur de la section de ligne, utilisée pour un processus d'étalonnage TRL, détermine la gamme de fréquences dans laquelle l'étalonnage TRL peut être réalisé. Cette limitation de fréquence résulte de la procédure mathématique utilisée dans la méthode d'étalonnage TRL lorsqu'à certaines fréquences, une condition de division par zéro (ou par des valeurs très faibles) est possible et doit être évitée.

Si la longueur de la "ligne" de référence est L , la gamme de fréquences doit être limitée à une valeur comprise entre la fréquence inférieure f_L et la fréquence supérieure f_H comme suit:

$$f_L = 0,05 \frac{c}{L} \quad (25)$$

$$f_H = 0,45 \frac{c}{L} \quad (26)$$

où c est égal à 3×10^8 m/s. Une longueur de "ligne" de 0,6 m est appropriée pour l'étalonnage dans la gamme de fréquences comprise entre 30 MHz et 200 MHz. Si la mesure doit être étendue à des fréquences supérieures, un deuxième étalonnage de "ligne" est nécessaire. Un deuxième étalonnage avec une longueur de "ligne" de 0,12 m serait approprié pour la gamme de fréquences de 150 MHz à 1 000 MHz.

Quatre configurations d'étalonnage sont nécessaires pour la méthode d'étalonnage TRL:

- "réflexion" (accès A): Mesure de la valeur complexe S_{11} de la section d'adaptation et de l'adaptateur sans autre connexion (simulant une condition de circuit ouvert) [Figure 27a];
- "réflexion" (accès B): Mesure de la valeur complexe S_{22} de la section d'adaptation et de l'adaptateur sans autre connexion (simulant une condition de circuit ouvert) [Figure 27b];
- "connexion directe": Mesure des valeurs complexes S_{11} , S_{12} , S_{21} , S_{22} avec les deux sections d'adaptation directement connectées ensemble (sans la section de ligne intercalée) [Figure 27c];
- "ligne": Mesure des valeurs complexes S_{11} , S_{12} , S_{21} , S_{22} avec introduction de la section de ligne [Figure 27d].

Ces mesures d'étalonnage donnent 10 nombres complexes pour chaque point de fréquence. Si le VNA contient un micrologiciel pour l'étalonnage TRL, il utilise ces mesures de référence pour calculer les corrections voulues pour la mesure de TRL. Si le VNA ne prend pas en charge l'étalonnage TRL, les corrections nécessaires peuvent être effectuées indépendamment du VNA conformément à la procédure décrite dans la CISPR TR 16-3.

Les propriétés des sections d'adaptation et des accès d'adaptateurs à l'extérieur des plans d'étalonnage n'ont pas besoin d'être connues pour l'étalonnage TRL; elles sont en fait mesurées dans la procédure d'étalonnage et elles sont compensées correctement par l'étalonnage TRL. Différents types d'adaptateurs peuvent être utilisés. Il est recommandé d'utiliser le même type d'adaptateur et la même longueur de section d'adaptation aux deux extrémités du montage d'essai. Il est également recommandé que les deux sections d'adaptation soient de même longueur, à savoir que $L_A = L_B$.

Après étalonnage, le CMAD en essai est introduit dans la section de ligne du montage d'essai. Les sections d'adaptation et les adaptateurs doivent être exactement les mêmes que ceux utilisés pour l'étalonnage. La longueur de la tige métallique peut être différente de la longueur de la "ligne" utilisée pour l'étalonnage mais le diamètre (4 mm) et la hauteur au-dessus du plan de masse doivent être les mêmes que ceux utilisés pour l'étalonnage. Il convient que la tige métallique à l'intérieur du CMAD soit positionnée aussi précisément que possible au centre de l'ouverture du CMAD. La longueur de la tige métallique peut être choisie de manière à ce que le plan de référence corresponde aux extrémités physiques du CMAD (à savoir D_A aussi faible que possible). Les CMAD types ont une longueur de 0,6 m. Dans ce cas, la section de ligne de 4 mm peut être utilisée pour l'étalonnage dans la gamme de fréquences de 30 MHz à 200 MHz, ainsi que pour la mesure du CMAD (incluant également la gamme de fréquences supérieure à 200 MHz, étalonnée par une section de ligne plus courte). Les résultats de la mesure pour un CMAD en essai utilisant la mesure d'un VNA corrigée par l'étalonnage TRL sont constitués d'un ensemble de quatre paramètres S -référéncés par rapport à l'impédance caractéristique de la section de ligne de transmission (montage vide), $Z_{0,jig}$.



Figure 27a – Configuration pour la mesure d'étalonnage "accès de réflexion A"

IEC 815/10

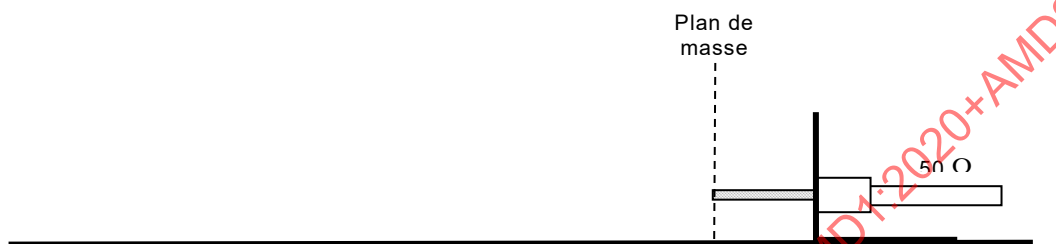


Figure 27b – Configuration pour la mesure d'étalonnage "accès de réflexion"

IEC 816/10

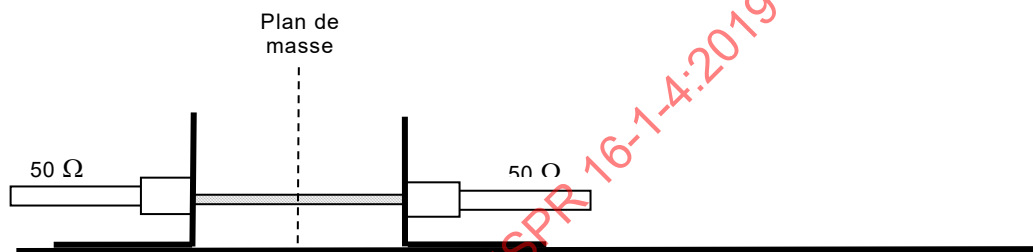


Figure 27c – Configuration pour la mesure d'étalonnage "connexion directe"

IEC 817/10

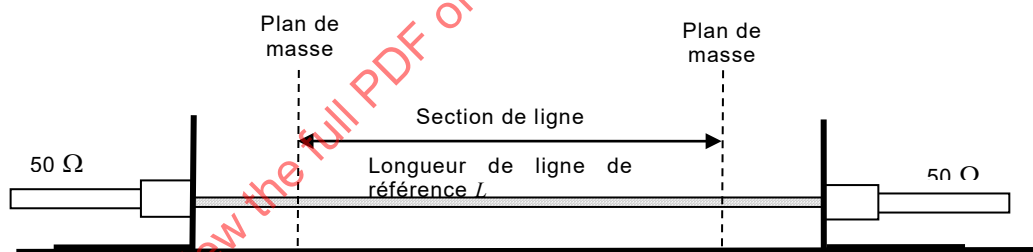


Figure 27d – Configuration pour la mesure d'étalonnage "ligne"

IEC 818/10

NOTE La longueur L de la ligne de référence pour l'étalonnage peut ne pas être la même que la longueur utilisée pour la mesure du CMAD. La longueur de la ligne de référence pour la procédure d'étalonnage est choisie en fonction de la gamme de fréquences nécessaire.

Figure 27 – Les quatre configurations pour l'étalonnage TRL

8.5 Spécification d'un CMAD du type à pince en ferrite

Les CMAD du type à pince en ferrite sont utilisés au cours des mesures de perturbations rayonnées au-dessous de 1 GHz afin de réduire l'incertitude de conformité. Les caractéristiques d'un CMAD sont mesurées selon les dispositions des Paragraphes 8.1 à 8.3 en faisant référence à l'impédance caractéristique du montage vide $Z_{0,jig}$.

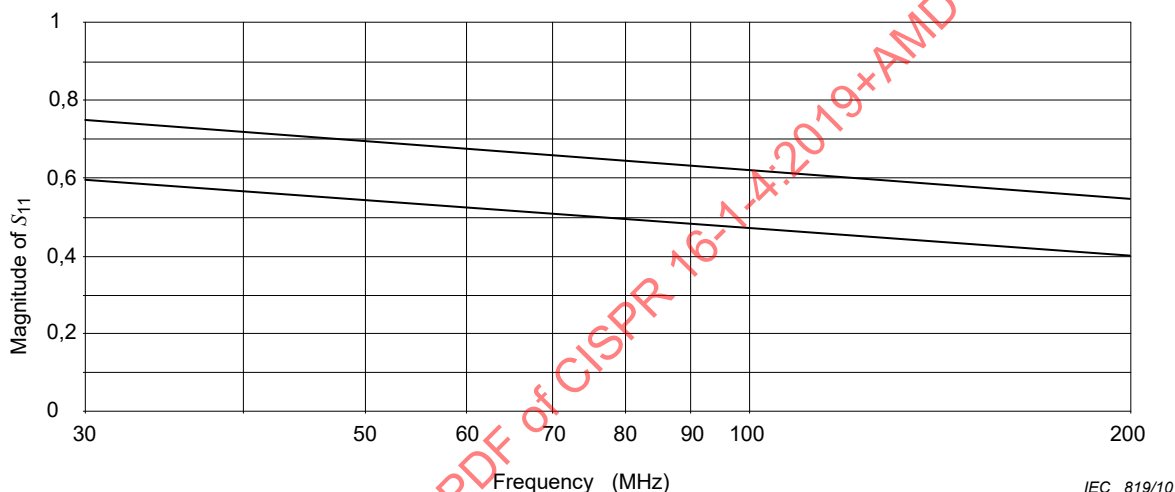
Une comparaison entre les CMAD du type à pince en ferrite existants a montré qu'une amplitude de S_{21} inférieure à 0,25 est exigée pour assurer un découplage suffisant. Ces valeurs peuvent être obtenues avec des CMAD ayant une amplitude de S_{11} comme représenté à la Figure 28.

Les CMAD à pince en ferrite doivent satisfaire aux spécifications suivantes:

- a) l'amplitude de S_{21} doit être inférieure à 0,25 dans la gamme de fréquences allant de 30 MHz à 200 MHz;
- b) l'amplitude de S_{11} doit se situer dans les limites suivantes dans la gamme de fréquences de 30 MHz à 200 MHz:
 - limite supérieure 0,75 à 30 MHz et 0,55 à 200 MHz (décroissant de manière linéaire avec le logarithme de la fréquence);
 - limite inférieure 0,6 à 30 MHz et 0,4 à 200 MHz (décroissant de manière linéaire avec le logarithme de la fréquence).

Aucune spécification dans la gamme de fréquences de 200 MHz à 1 000 MHz n'est exigée puisque les mesures des perturbations rayonnées ne sont pas affectées de manière importante par les conditions d'extrémité de câble à ces fréquences.

Une justification de l'utilisation des paramètres S pour la spécification des CMAD du type à ferrite est donnée dans la CISPR TR 16-3.



Anglais	Français
Magnitude of S_{11}	Amplitude de S_{11}
Frequency	Fréquence

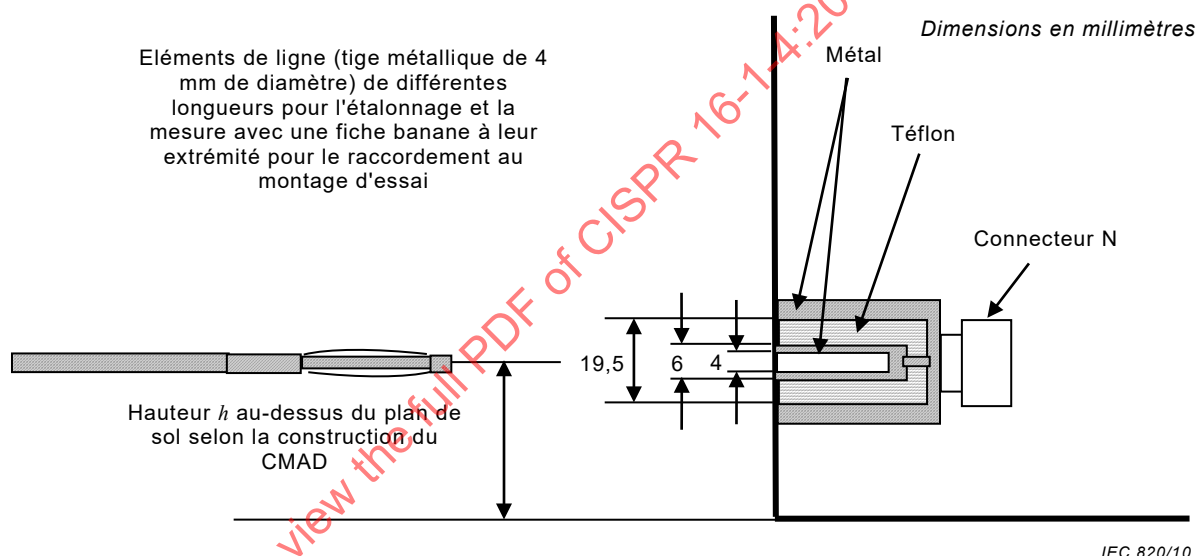
Figure 28 – Limites pour l'amplitude de S_{11} , mesurée selon les dispositions de 8.1 à 8.3

8.6 Vérification de la performance (dégradation) des CMAD en utilisant un analyseur de spectre et un générateur de poursuite

Les paramètres S complexes d'un CMAD ne peuvent pas être mesurés sans utiliser de VNA. Toutefois, des appareils tels que des VNA peuvent ne pas être disponibles dans tous les laboratoires d'essai de CEM. Pour les laboratoires qui n'ont pas accès à des appareils VNA, une méthode plus simple pour vérifier le fonctionnement d'un CMAD est définie dans ce paragraphe en utilisant un analyseur de spectre avec un générateur de poursuite. Ce montage d'appareils mesure seulement l'amplitude de la perte d'insertion, mais cette valeur mesurée n'est pas directement liée aux paramètres S mesurés au niveau des plans de référence représentés à la Figure 26. Néanmoins, un laboratoire de CEM peut répéter périodiquement la même mesure de perte d'insertion avec son montage d'essai propre en utilisant exactement les mêmes conditions (impédance et géométrie du montage d'essai), puis enregistrer et comparer l'historique des résultats pour décider si le CMAD présente toujours des propriétés acceptables. Cette approche permet de détecter la dégradation des performances des CMAD. Si une dégradation apparaît, une mesure de référence doit être réalisée en utilisant un VNA avec la méthode d'étalonnage TRL de 8.4.

Une construction quelconque d'adaptateur peut être utilisée pour cette vérification de performance/dégradation (Figures 26 et 27, Figures 29 à 31). Pour éviter des effets de résonance dans les câbles entre le montage d'essai et l'instrument de mesure, il est nécessaire d'inclure deux atténuateurs de 10 dB près de la connexion du montage d'essai au cours de cette vérification de performance.

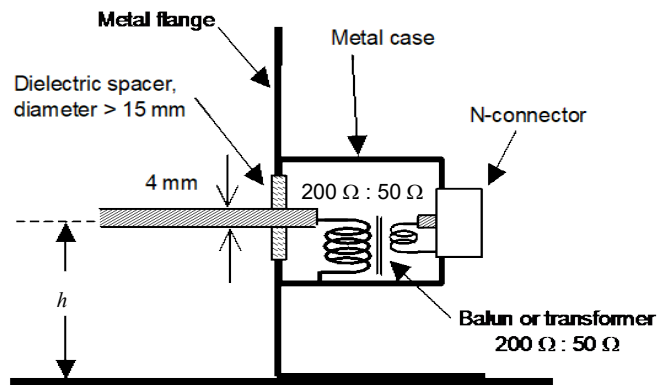
- a) Lorsque des adaptateurs à 50 Ω sont utilisés (Figure 29), la mesure de la perte d'insertion pour la vérification de performance/dégradation est la différence en dB entre les mesures d'affaiblissement pour les deux configurations suivantes:
 - 1) configuration 1: connexion directe des deux atténuateurs sans le montage d'essai;
 - 2) configuration 2: les deux atténuateurs connectés au montage d'essai avec le CMAD inclus.
- b) Si des adaptateurs d'impédance (Figure 30 ou Figure 31) sont utilisés, la mesure de la perte d'insertion pour la vérification de la dégradation est la différence entre l'affaiblissement mesuré pour les deux configurations suivantes:
 - 1) configuration 1: les deux atténuateurs connectés au montage d'essai sans le CMAD (montage vide);
 - 2) configuration 2: les deux atténuateurs connectés au montage d'essai avec le CMAD inclus.



Dimensions en mm

NOTE Les côtés inférieurs du flasque vertical sont reliés électriquement au plan de sol métallique.

Figure 29 – Exemple de conception d'adaptateur 50 Ω dans le flasque vertical du montage

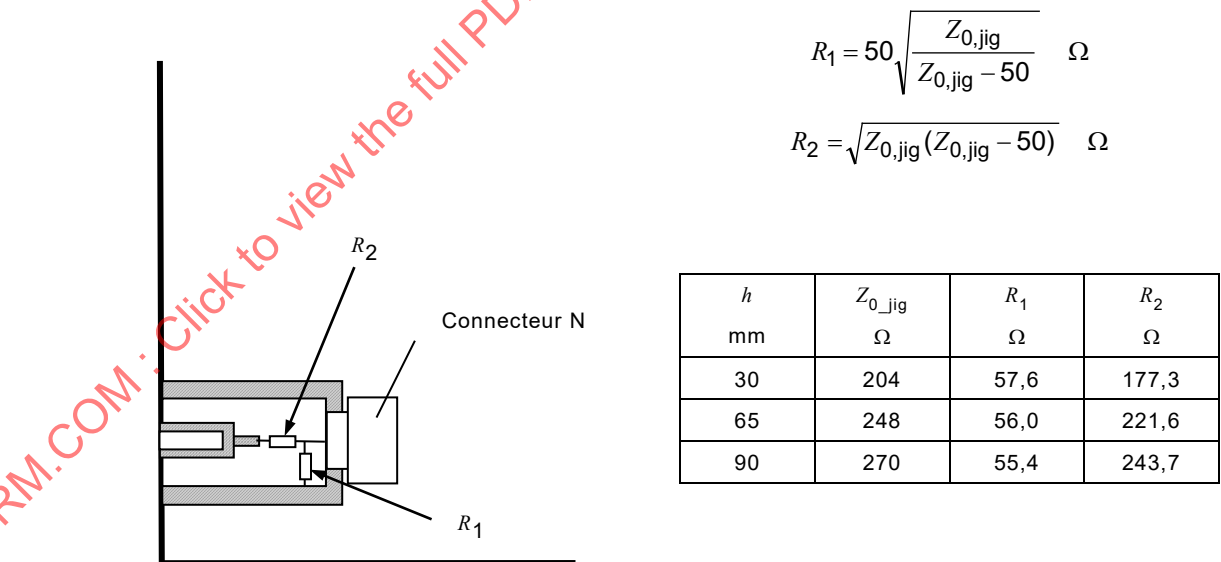


IEC 821/10

Anglais	Français
Metal flange	Flasque métallique
Metal case	Boîtier métallique
Dielectric spacer, diameter > 15 mm	Entretoise diélectrique, diamètre > 15 mm
N-conductor	Conducteur N
Balun or transformer 200 Ω: 50 Ω	Symétriseur ou transformateur 200 Ω: 50 Ω

NOTE Si la prise centrale de l'accès symétrique est reliée au boîtier du symétriseur, il convient de la déconnecter.

Figure 30 – Exemple d'adaptateur avec symétriseur ou transformateur



IEC 822/10

Figure 31 – Exemple d'adaptateur avec réseau d'adaptation résistif

9 Chambre de réverbération pour la mesure de la puissance totale rayonnée

9.1 Généralités

La mesure de la puissance rayonnée totale est un paramètre réputé significatif pour la maîtrise des perturbations de certains types d'appareils fonctionnant dans la gamme des hyperfréquences, en raison de l'existence de diagrammes de rayonnement tridimensionnels complexes qui dépendent des conditions de fonctionnement et d'environnement de l'appareil. Elle peut être mesurée en plaçant l'appareil dans une chambre adaptée, à parois métalliques. Des agitateurs rotatifs (aubes, syntoniseurs) sont installés pour éviter des effets d'ondes stationnaires qui pourraient dans le cas contraire produire une distribution non uniforme de la densité d'énergie par rapport à la position dans la chambre. La densité d'énergie dans une position quelconque de la chambre, sous réserve de forme, position et dimensions convenables, varie de manière aléatoire en phase, amplitude et polarisation selon une loi de distribution statistique constante.

9.2 Chambre

9.2.1 Dimensions et forme de la chambre

Les dimensions linéaires de la chambre doivent être importantes par rapport à la longueur d'onde de la plus basse fréquence concernée. La chambre doit également être suffisamment grande pour recevoir l'appareil en essai, l'agitateur ou les agitateurs et les antennes de mesure. Les dimensions d'un appareil hyperfréquence varient de celles des petits fours de table ayant un volume d'environ $0,2 \text{ m}^3$ à celles de grands appareils de $1,7 \text{ m}$ de hauteur sur une base de 760 mm . La chambre peut avoir n'importe quelle forme, à condition que ses trois dimensions soient du même ordre de grandeur. Il convient que ces trois dimensions soient, de préférence, différentes. Si la fréquence la plus basse est de 1 GHz , la chambre doit avoir un volume d'au moins 8 m^3 . Les dimensions réelles dépendent des caractéristiques physiques de la chambre. Voir 9.2.4 pour les méthodes d'essais d'aptitude de la chambre.

Les murs et les agitateurs doivent être métalliques. Les joints entre les éléments métalliques doivent être robustes et avoir une faible résistance électrique sur toute leur longueur, et doivent être exempts de corrosion superficielle. Aucun matériau absorbant, tel que du bois, ne doit être placé dans la chambre.

9.2.2 Porte, ouvertures dans les parois et équerres de montage

La porte de l'enceinte doit être suffisamment grande pour permettre le passage des opérateurs et des appareils. Elle doit s'ouvrir vers l'extérieur et fermer convenablement pour réduire le plus possible les pertes d'énergie. Pour faciliter le montage de l'antenne d'émission et de l'antenne de réception à l'intérieur de la chambre, des équerres de montage peuvent être fixées aux murs.

9.2.3 Agitateurs

9.2.3.1 Généralités

Deux exemples d'agitateurs sont ici décrits. D'autres formes sont admises à condition que l'efficacité d'agitation satisfasse aux critères de 9.2.4.

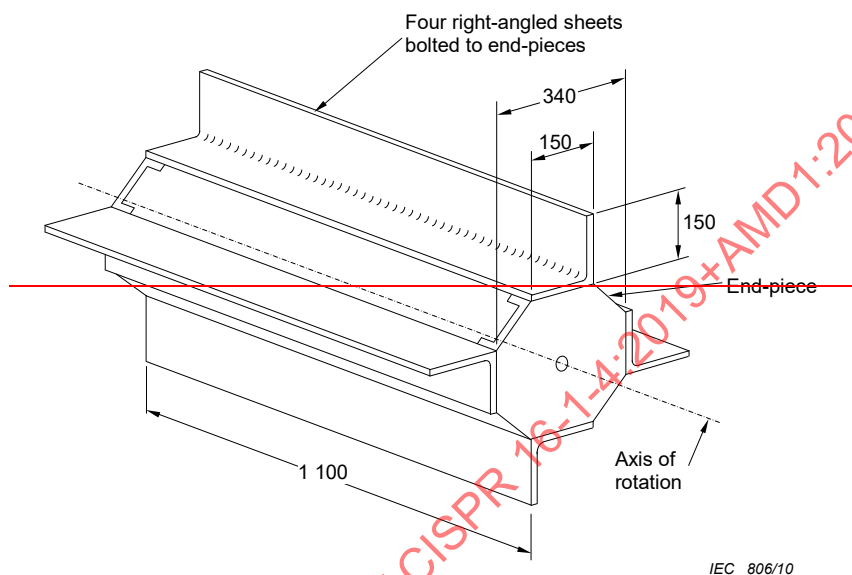
9.2.3.2 Pales tournantes

Si des pales tournantes sont utilisées, deux d'entre elles sont placées sur des parois adjacentes de la chambre et séparées des parois d'au moins $1/4$ de la longueur d'onde maximale utilisée et sont d'une épaisseur suffisante pour être rigides. Elles doivent avoir la longueur maximale admise compte tenu des dimensions des parois et leur largeur doit être d'environ $1/5$ de leur longueur.

9.2.3.3 — Aubes tournantes

Si des aubes tournantes sont utilisées, deux ou trois aubes sont montées sur les parois de la chambre. Les aubes doivent être à angle droit les unes par rapport aux autres. Elles peuvent avoir la forme représentée à la Figure 32, et tourner autour d'un axe parallèle à leur longueur. Le diamètre de l'espace cylindrique balayé doit être au moins égal à la longueur d'onde maximale utilisée, et les longueurs doivent avoir la valeur maximale admise compte tenu des dimensions des parois. Leur structure doit être rigide.

Dimensions en millimètres



Anglais	Français
Four right-angled sheets bolted to end-pieces	Quatre tôles à angle droit, boulonnées aux embouts
End-piece	Embout
Axis of rotation	Axe de rotation

Figure 32 — Exemple d'agitateur à aubes type

9.2.3.4 — Vitesse de rotation

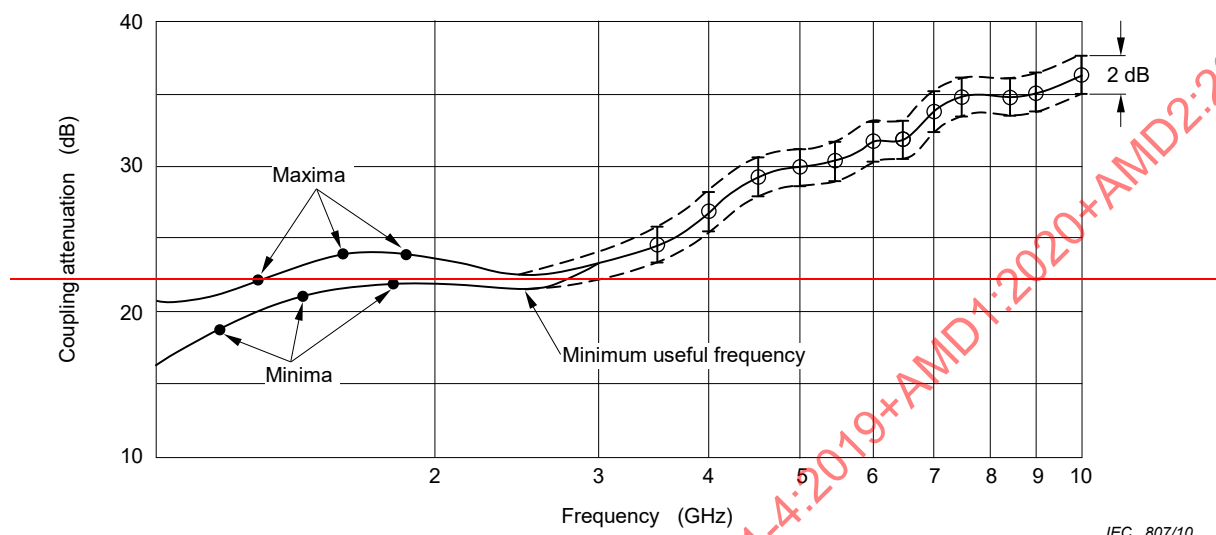
La vitesse de rotation de chaque agitateur doit être différente. La durée maximale de chaque rotation des agitateurs doit être inférieure à 1/5 du temps d'intégration de l'appareil de mesure. Une vitesse convenable pour l'appareil de mesure décrit en 9.2.5 est de 50 r/min à 200 r/min. Il convient que les moteurs utilisés pour faire tourner les agitateurs, ainsi que leurs réducteurs, soient de préférence situés à l'extérieur des parois de la chambre.

9.2.4 — Essai de rendement des agitateurs

La distribution uniforme de l'énergie souhaitée dans la chambre est indiquée par la régularité de la variation de l'affaiblissement de couplage (décrit en 9.2.5) en fonction de la fréquence. Aux basses fréquences, en raison des longueurs d'onde plus grandes, il est plus difficile d'obtenir cette uniformité et il existe des minimums et maximums prononcés. Plus l'efficacité des agitateurs est grande, plus l'écart entre ces minimums et maximums est faible, et donc plus la fréquence utilisable est basse.

L'affaiblissement de couplage est mesuré sur toute la gamme de fréquences utile de la chambre. Aux fréquences basses auxquelles les maximums et les minimums peuvent être observés, les valeurs doivent être mesurées à des intervalles d'environ 100 MHz. L'antenne de réception reste alors fixe, l'antenne d'émission tourne par intervalles de 45° et l'essai est

~~répété pour chaque position et chaque fréquence. L'essai complet doit être de nouveau répété, l'antenne de réception étant tournée de 90°. Les agitateurs sont réputés satisfaisants lorsque: (1) l'enveloppe de la courbe des minimums et maximums ne dépasse pas 2 dB pour n'importe quelle position de l'antenne d'émission, et lorsque (2) la moyenne des quatre courbes est comprise dans une enveloppe de 2 dB ou moins. Un résultat type est représenté à la Figure 33.~~



Anglais	Français
Coupling attenuation (dB)	Affaiblissement de couplage (dB)
Maxima	Maxima
Minima	Minima
Minimum useful frequency	Fréquence utile minimale
Frequency	Fréquence

NOTE — Il convient que tous les points mesurés se situent dans l'enveloppe de 2 dB marquée en tirets.

Figure 33 — Gamme d'affaiblissement de couplage en fonction de la fréquence pour une chambre utilisant l'agitateur de la Figure 32

9.2.5 Affaiblissement de couplage

~~L'affaiblissement de couplage de la chambre est la perte d'insertion mesurée entre les bornes de l'antenne de réception et de l'antenne d'émission de la chambre. Un générateur de mesure étalonné dont la puissance de sortie peut être mesurée avec précision est utilisé pour alimenter une antenne d'émission à faible perte (par exemple une antenne cornet) située dans la chambre ou sur une paroi de la chambre. Une antenne de réception peut être placée en n'importe quel point de la chambre, à condition qu'elle soit au moins à 1/4 de longueur d'onde des murs et qu'elle ne soit pas dirigée vers l'antenne d'émission, ou vers la paroi de la chambre la plus proche, ou alignée sur l'un des axes de la chambre.~~

~~Un amplificateur RF à faible bruit est connecté à l'antenne de réception par l'intermédiaire d'un filtre passe-haut; sa sortie est connectée à un détecteur à diode par l'intermédiaire d'un filtre passe-bande. Le filtre passe-bande doit être accordé à la fréquence concernée et avoir la largeur de bande spécifiée. La sortie du détecteur est connectée à un voltmètre de crête à temps de maintien de crête spécifié (ce temps de maintien dépend de l'appareil mesuré). Un analyseur de spectre peut également être utilisé pour cette mesure. La puissance P fournie à l'antenne d'émission est notée. Le générateur de signal est ensuite connecté à l'entrée de l'amplificateur à faible bruit et sa puissance de sortie, p , est réglée afin d'indiquer la même~~

~~lecture sur le voltmètre. La puissance fournie à l'amplificateur à faible bruit est notée. L'affaiblissement de couplage est donné par $10 \lg (P/p)$ dB.~~

Les mesures des perturbations rayonnées peuvent être effectuées dans des chambres de réverbération en utilisant les méthodes spécifiées dans l'IEC 61000-4-21 [32].

10 **Cellules Guides d'onde TEM** pour les mesures ~~d'immunité aux~~ des perturbations rayonnées

Les mesures ~~d'immunité aux rayonnements~~ des perturbations rayonnées peuvent être effectuées dans des guides d'onde TEM en utilisant les méthodes spécifiées dans l'IEC 61000-4-20 ~~[22]~~.

Annexe A (normative)

Paramètres des antennes

A.1 Généralités

Différentes publications du CISPR spécifient l'utilisation d'antennes particulières pour la réalisation des mesures; d'autres types d'antennes peuvent être utilisés si les résultats sont équivalents à ceux obtenus avec l'antenne spécifiée. La comparaison de ces antennes avec les antennes spécifiées sera facilitée par l'établissement des paramètres appropriés. Ces paramètres doivent être spécifiés comme partie intégrante de toute acceptation par le CISPR d'un nouveau type d'antenne. Les fabricants d'antennes doivent également utiliser cette information comme une recommandation pour la spécification des aspects les plus utiles des antennes utilisées pour les mesures de perturbations rayonnées.

Il est demandé aux fabricants de fournir des informations génériques sur chaque modèle d'antenne, y compris les paramètres suivants:

- le facteur d'antenne en espace libre dans un système à 50 Ω ;
- l'affaiblissement de réflexion ou le VSWR;
- les diagrammes de rayonnement, selon des incréments de fréquence suffisants pour indiquer des modifications significatives (y compris les informations d'ouverture de faisceau);
- les valeurs d'incertitude de mesure en fonction de la fréquence pour les polarisations horizontale et verticale, tenant compte de l'écart avec le facteur d'antenne en espace libre causé par le couplage mutuel vers un plan de masse, lorsque l'antenne est balayée à une hauteur comprise entre 1 m et 4 m;
- la conversion DM/CM du symétriseur, en particulier pour les antennes biconiques et hybrides; et
- l'XPR, en particulier pour les antennes LPDA et hybrides.

A.2 Antennes préférentielles

A.2.1 Généralités

En présence d'une non-conformité présumée à la limite d'intensité du champ électrique, la valeur mesurée par une antenne à faible incertitude est préférable. Une antenne à faible incertitude est une antenne pour laquelle le champ peut être mesuré sur un montage d'essai du CISPR avec une incertitude inférieure à celle qui est exigée pour d'autres antennes, et qui satisfait au critère de précision de champ de 4.21. Les antennes à faible incertitude sont décrites en A.2.3.

A.2.2 Antenne calculable

Une antenne doublet calculable normale atteint l'incertitude la plus faible pour les mesures d'intensité du champ électrique. Le facteur d'antenne d'un doublet calculable peut être calculé pour l'espace libre et à toutes hauteurs et polarisations au-dessus d'un plan de sol bien défini. Les principes du doublet calculable normal est décrit dans la CISPR 16-1-5 où seules les conditions résonantes du doublet sont décrites. Toutefois, en utilisant une modélisation électromagnétique numérique largement disponible, le facteur d'antenne peut être calculé pour une longueur de doublet unique sur une large bande de fréquences avec des incertitudes inférieures à $\pm 0,3$ dB. Par exemple, pour une mesure à 30 MHz, un doublet qui est résonant à 80 MHz peut être utilisé. Le principe de facteur d'antenne obtenu à partir d'un modèle peut également être étendu à des antennes multifilaires qui couvrent une large bande encore plus grande.

A.2.3 Antennes à faible incertitude

Les antennes à faible incertitude sont des antennes biconiques et LPDA dont les paramètres et caractéristiques de base sont décrites dans le présent paragraphe. Elles sont à large bande et ont une sensibilité raisonnable, c'est-à-dire que leurs facteurs d'antenne ne sont pas trop élevés. Les doublets calculables peuvent être utilisés et ont potentiellement l'incertitude la plus faible. La XPR doit satisfaire aux exigences de 4.5.5 et tout symétriseur doit satisfaire aux exigences énoncées en 4.5.4. Le facteur d'antenne doit être déterminé par un laboratoire d'étalonnage qui fournit la traçabilité avec les normes nationales, et il est choisi pour réduire le plus possible l'incertitude de la détermination du facteur d'antenne.

Les types d'antennes à faible incertitude acceptables sont les antennes biconiques utilisées sur la gamme de fréquences de 30 MHz à 250 MHz et les antennes LPDA sur la gamme de fréquences de 250 MHz à 1 GHz. Les raisons de cette fréquence de convergence sont les suivantes: une antenne LPDA a une erreur de centre de phase due à sa longueur qui est réduite à partir de 250 MHz et la plupart des antennes biconiques sont affectées par une résonance au-delà de 290 MHz et présentent une distorsion du diagramme de rayonnement au-delà de 260 MHz sauf si des éléments à structure ouverte (portables ou démontables) sont utilisés. La fréquence de convergence réelle entre antennes biconiques et LPDA peut être comprise entre 200 MHz et 250 MHz avec une légère augmentation de l'incertitude de centre de phase associée aux antennes LPDA en dessous de 250 MHz, voir A.4.2 de la CISPR 16-1-6:2014. Les antennes hybrides, qui couvrent toute la bande de fréquences entre 30 MHz et 1 000 MHz, ne font pas partie des types préférentiels parce que les incertitudes sont supérieures à celles des antennes biconiques et LPDA distinctes, essentiellement en raison de la longueur supérieure d'une antenne hybride, en particulier lors d'une utilisation à 3 m de la source (plutôt qu'à la distance normale de 10 m).

L'antenne biconique à faible incertitude a une longueur d'extrémité à extrémité d'élément d'environ $1,35 \text{ m} \pm 0,03 \text{ m}$ (en fonction de la largeur du symétriseur), six éléments filaires formant un cône, le diamètre le plus important étant d'environ 0,52 m. Le symétriseur doit être de 200Ω (rapport de transformateur $(200 \Omega \text{ sur } 50 \Omega)$), ce qui garantit une meilleure sensibilité à 30 MHz et un plus faible couplage mutuel avec l'environnement.

NOTE L'antenne biconique à faible incertitude est basée sur le modèle original de la norme MIL-STD-461A [7], conçu pour fonctionner de 20 MHz à 200 MHz. Les conceptions d'antennes biconiques avec élément démontable donnent de meilleures performances que les conceptions avec élément "cage" au-delà de 250 MHz.

La LPDA à faible incertitude est conçue pour avoir une fréquence de 200 MHz comme valeur la plus faible (c'est-à-dire que l'élément le plus long résonne à 200 MHz, environ 0,75 m) et une longueur de $0,75 \text{ m} \pm 0,12 \text{ m}$, entre les éléments le plus long et le plus court, ces derniers résonant au-delà de 1 GHz. La raison pour laquelle il n'y a pas d'élément le plus long à 250 MHz est qu'il n'est pas limité par les autres éléments du réseau, et que le diagramme de rayonnement est par conséquent déformé. La longueur d'antenne de 0,75 m la distingue des autres conceptions de LPDA de deux fois cette longueur, qui atteignent un gain plus élevé mais présentent une erreur de centre de phase plus élevée, et des LPDA de moins de 0,6 m de longueur qui ne sont pas susceptibles d'avoir un facteur d'antenne qui augmente progressivement et de manière régulière avec la fréquence (toute augmentation brutale du facteur d'antenne ne s'écartant pas de plus de 1,5 dB d'une ligne de régression sur toute la gamme de fréquences). Les erreurs de centre de phase obtenues avec les LPDA peuvent être réduites le plus possible en appliquant une correction à l'intensité du champ mesuré en tenant compte de la distance qui sépare l'antenne et l'EUT; voir 7.3.1 de la CISPR 16-2-3:2016.

A.3 Antennes doublets simples

A.3.1 Généralités

Si un laboratoire ne peut pas faire étalonner une antenne, une alternative consiste à utiliser un doublet, soit sous la forme d'un doublet calculable, soit sous la forme d'un doublet accordé. Un doublet accordé est relativement simple à construire et donne une faible incertitude pour la mesure du champ comparable aux antennes décrites en A.2. Les facteurs

d'antenne d'un doublet accordé doivent être mesurés soit par un laboratoire assurant la traçabilité par rapport aux normes nationales et qui essaie de réduire le plus possible l'incertitude de la détermination du facteur d'antenne, soit par une mesure de la perte d'insertion de l'emplacement entre deux doublets similaires au-dessus d'un plan de sol (en conformité avec l'Annexe D) et en le comparant au couplage calculé, autorisant l'affaiblissement des symétriseurs – voir Annexe C de la CISPR 16-1-5). Un inconvénient du doublet accordé est sa grande longueur à l'extrémité inférieure de la gamme de fréquences, il a par exemple une longueur de 4,8 m à 30 MHz, ce qui à une distance de mesure de 3 m donne des erreurs causées par les gradients d'amplitude et de phase. Un doublet est aussi très sensible à son environnement lorsqu'il est accordé de manière telle que l'impédance mutuelle avec son image dans le plan de sol puisse faire varier le facteur d'antenne jusqu'à 6 dB pour un doublet à 30 MHz polarisé horizontalement exploré à une hauteur entre 1 m et 4 m du plan de sol. Pour cette raison, un doublet court accordé à 80 MHz est recommandé pour une utilisation en dessous de 80 MHz.

A.3.2 Doublet accordé

Une conception pratique et simple d'un doublet accordé comprend un doublet résonant à une demi-longueur d'onde avec un tronçon symétriseur coaxial série-parallèle. Les longueurs des doublets d'extrémité à extrémité sont d'environ 0,48 longueur d'onde en fonction du rayon de l'élément du doublet. Les facteurs d'antenne en espace libre peuvent être calculés d'après l'équation suivante qui donne le facteur en décibels. Celle-ci n'inclut pas l'affaiblissement du symétriseur, pour lequel une valeur moyennée de 0,5 dB peut être ajoutée au facteur d'antenne; ce facteur d'affaiblissement doit être vérifié. Le facteur d'antenne est le suivant:

$$F_a = 20 \lg(f_M) - 31,4$$

où F_a est le FA en dB(m⁻¹) et f_M est la fréquence en MHz.

Comme le doublet accordé est plus sensible à son environnement qu'une antenne à large bande (sauf à sa fréquence de résonance, à l'exclusion des LPDA), il est improbable que l'incertitude globale d'utilisation d'un doublet accordé soit inférieure à celle des antennes de faible incertitude de 4.5.2.

A.3.3 Doublet raccourci

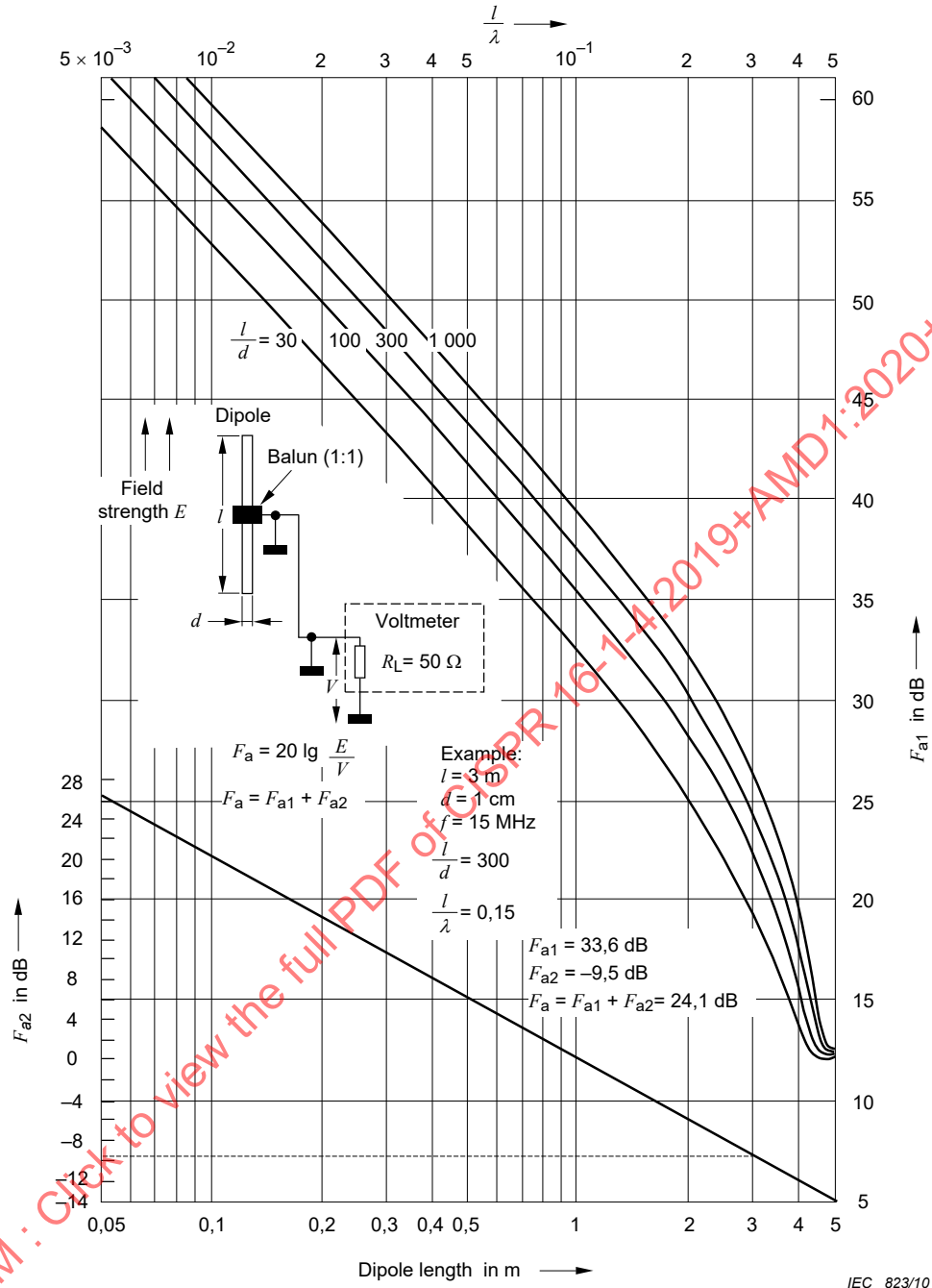
Un doublet plus court qu'une demi-longueur d'onde peut être employé à condition:

- a) que la longueur totale soit supérieure à 1/10 de la longueur d'onde à la fréquence de mesure;
- b) qu'il soit raccourci à un câble suffisamment bien adapté au récepteur pour assurer un affaiblissement de réflexion à l'entrée du câble d'une valeur supérieure à 10 dB. L'étalonnage doit tenir compte de l'affaiblissement de réflexion;
- c) qu'il ait une discrimination de polarisation équivalente à celle d'un doublet accordé (voir 4.5.3). Pour ce faire, un symétriseur satisfaisant à l'essai de déséquilibre du symétriseur en 4.5.4 est nécessaire.
- d) que, pour la détermination du champ mesuré, une courbe d'étalonnage (facteur d'antenne) soit définie et utilisée pour la distance de mesure spécifiée (c'est-à-dire à une distance au moins égale à trois fois la longueur du doublet);

NOTE Il convient que les facteurs d'antenne ainsi obtenus permettent de satisfaire à l'exigence de mesure de champs sinusoïdaux uniformes avec une précision d'au moins ± 3 dB. Des exemples de courbes d'étalonnage sont donnés à la Figure A.1, ils montrent la relation théorique entre le champ et la tension d'entrée du récepteur pour une impédance d'entrée de récepteur de 50 Ω et pour différents rapports l/d . Sur cette figure, le symétriseur est un transformateur de rapport 1:1 réputé idéal. Toutefois, ces courbes ne tiennent pas compte des pertes du symétriseur, du câble et des désadaptations éventuelles entre le câble et le récepteur.

- e) qu'en dépit de la réduction de sensibilité du mesureur de champ, à cause d'un facteur d'antenne élevé attribué à la longueur réduite du doublet, la limite de mesure du mesureur

de champ (déterminée, par exemple, par le niveau de bruit du récepteur et le FA du doublet) doit rester inférieure d'au moins 10 dB à la limite de perturbation.



NOTE Voir NOTE de A.3.3 point d).

Anglais	Français
F_{a2} in dB	F_{a2} en dB
Field strength E	Champ électrique E
Dipole	Doublet
Balun (1:1)	Symétriseur (1:1)
Voltmeter	Voltmètre
Example:	Exemple:
Dipole length in m	Longueur du doublet en m

Figure A.1 – Facteurs d'antenne des doublets courts pour $R_L = 50 \Omega$

A.4 Paramètres des antennes à large bande

A.4.1 Généralités

Les antennes à large bande utilisées pour les mesures du CISPR sont les antennes qui sont polarisées linéairement et qui sont destinées à être utilisées sur une large gamme de fréquences. Cela n'empêche pas d'utiliser des antennes avec réglage de longueur limité ou addition de sections d'éléments d'antenne. L'impédance d'entrée de telles antennes est généralement une grandeur complexe. Les autres paramètres qui peuvent être spécifiés sont donnés ci-dessous.

A.4.2 Type d'antenne

A.4.2.1 Généralités

Les Paragraphes A.4.2.2 à A.4.2.7 décrivent les paramètres physiques des antennes à large bande qu'il convient de fournir. Noter que certains paramètres peuvent ne pas s'appliquer à chaque antenne.

A.4.2.2 Type d'antenne de longueur ou diamètre fixe ou variable

Si l'antenne a une longueur variable, spécifier le nombre de sections ajoutées ou retirées afin de modifier la longueur fixe de base.

NOTE Les antennes entièrement accordables ne sont pas prises en compte comme des antennes à large bande et, par conséquent, ne sont pas abordées en A.4. De plus, le diamètre d'une antenne cadre n'est généralement pas variable.

A.4.2.3 Rapport largeur-profondeur ou diamètre du cadre

Donner les dimensions en mètres. Pour un LPDA par exemple, la longueur du bras dans l'axe de mesure et la largeur du plus grand élément seraient fournies.

A.4.2.4 Antenne active ou passive

Une antenne à large bande est réputée active si elle comporte des amplificateurs, des préamplificateurs et d'autres dispositifs actifs non linéaires qui amplifient le signal ou corrigent la réponse en fréquence, ou les deux.

A.4.2.5 Disposition de montage

Donner toute exigence spéciale de montage en plus de celles qui peuvent être remplies à l'aide d'un trépied type ou d'un positionneur d'antenne.

A.4.2.6 Type de connecteur

Spécifier le type: BNC, N, SMA, etc., selon le cas. Spécifier la tolérance de profondeur de la broche et indiquer qu'il convient de la vérifier avec un calibre de profondeur de broche.

A.4.2.7 Type de symétriseur

Spécifier si le symétriseur est discret, distribué, accordable, etc. Spécifier le rapport de transformateur du symétriseur.

A.4.3 Spécification de l'antenne

A.4.3.1 Plage de fréquences

Spécifier la gamme de fréquences, en mégahertz ou en kilohertz, dans laquelle l'antenne fonctionne avec les caractéristiques données. Spécifier également la caractéristique de décroissance, si elle existe, à chaque extrémité de la gamme (en décibels par octave).

A.4.3.2 Gain et facteur d'antenne

A.4.3.2.1 Gain

Spécifier le gain type ou le gain réel, en décibels par rapport à l'antenne isotrope (dBi).

A.4.3.2.2 Facteur d'antenne

Spécifier chaque FA en dB(m⁻¹). Pour les procédures d'étalonnage d'antennes, se reporter à la CISPR 16-1-6.

A.4.3.3 Directivité et diagramme de rayonnement pour la polarisation linéaire

Spécifier le diagramme d'antenne et la directivité en degrés, par un tracé en coordonnées polaires pour le plan E et le plan H à un nombre suffisant de fréquences qui montre toute modification significative avec la fréquence. Pour les antennes ayant une directivité relativement faible (par exemple inférieure à 6 dBi), spécifier le rapport avant-arrière en décibels. Si le diagramme est omnidirectionnel, par exemple un diagramme de doublet hertzien, l'indiquer.

A.4.3.4 ROS (rapport d'ondes stationnaires en tension) et impédance

Indiquer l'affaiblissement de réflexion minimal et l'impédance d'entrée nominale en ohms. De plus, l'affaiblissement de réflexion minimal peut être exprimé en tant que ROS maximal.

A.4.3.5 Caractéristiques des antennes actives

Pour les antennes avec amplificateur, spécifier les niveaux des produits d'intermodulation, le niveau d'immunité aux champs électriques et magnétiques extérieurs et toute(s) vérification(s) appropriée(s) permettant de déterminer une surcharge ou un fonctionnement anormal.

A.4.3.6 Puissance maximale

Pour l'utilisation en émission en essai d'immunité, spécifier la puissance maximale permanente et transitoire en watts.

A.4.3.7 Autres conditions

Spécifier les gammes de température et d'humidité dans lesquelles l'antenne fonctionne ainsi que toutes les précautions nécessaires pour une utilisation en espace non protégé exposé aux conditions météorologiques.

A.4.4 Etalonnage de l'antenne

Les méthodes d'étalonnage d'antennes sont données dans la CISPR 16-1-6.

A.4.5 Informations pour les utilisateurs de l'antenne

A.4.5.1 Utilisation de l'antenne

Fournir une description de l'utilisation de l'antenne. S'assurer que toutes les précautions ou les limitations spécifiques sont mentionnées afin de réduire les risques d'une mauvaise utilisation.

A.4.5.2 Limitations physiques

Indiquer s'il existe de quelconques limitations physiques pour l'utilisation de l'antenne, telles que les suivantes:

- a) hauteur minimale au-dessus du plan de sol;
- b) polarisation préférentielle par rapport au plan de sol;
- c) utilisation spéciale, c'est-à-dire utilisation en antenne de réception ou en antenne d'émission uniquement. Cela est normalement limité à la puissance maximale admissible du symétriseur pour les antennes passives ou les caractéristiques non bidirectionnelles des antennes actives. Indiquer si la puissance est limitée par des arcs traversant les raccordements d'éléments d'antenne non soudés;
- d) simple vérification ohmique pour déterminer l'intégrité de la continuité électrique de l'antenne;
- e) distance minimale entre l'EUT mesuré et l'élément de l'antenne le plus proche.

Annexe B
(xxx)

(Vide)

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of CISPR 16-1-4:2019+AMD1:2020+AMD2:2023 CSV

Annexe C (normative)

Système d'antennes de grand diamètre pour les mesures du courant induit par un champ magnétique dans la gamme de fréquences de 9 kHz à 30 MHz

C.1 Généralités

La présente annexe contient des renseignements et des données relatifs à la mesure du courant induit dans un système d'antennes de grand diamètre (LLAS) par le champ magnétique émis par un seul EUT placé en son centre, dans la gamme de fréquences comprise entre 9 kHz et 30 MHz. Le Paragraphe 4.7 du présent document, et la CISPR 16-2-3, traitent de l'utilisation de ce LLAS; voir également [9].

Une description LLAS est donnée dans la présente annexe, ainsi que la méthode de validation de chaque antenne-cadre constituant le LLAS. Des facteurs de conversion sont donnés afin d'établir la relation entre les données relatives au courant induit par le champ magnétique et les données du champ magnétique qui auraient été obtenues si les mesures avaient été effectuées sur le même EUT en utilisant une antenne cadre à champ magnétique à boucle unique, placée à une distance déterminée de l'EUT.

C.2 Construction d'un LLAS

Le LLAS (voir Figure C.1) est constitué de trois antennes de grand diamètre occupant des plans mutuellement perpendiculaires, décrites en l'Article C.3. Le LLAS complet est monté sur un support non métallique.

Le câble coaxial de $50\ \Omega$ qui relie la sonde de courant de chaque LLA au commutateur coaxial d'une part, et ce commutateur à l'appareil de mesure d'autre part, doit présenter une impédance de transfert de surface inférieure à $10\ \text{m}\Omega/\text{m}$ à 100 kHz, et inférieure à $1\ \text{m}\Omega/\text{m}$ à 10 MHz. Cette exigence est satisfaite par exemple en utilisant un câble coaxial à double tresse RG-223/U.

Tous les connecteurs doivent présenter une impédance de transfert de surface comparable à celle du câble coaxial. Cette exigence est satisfaite si l'on utilise, par exemple, des connecteurs du type BNC à baïonnette de verrouillage de bonne qualité (voir [1]).

Tous les câbles doivent être munis d'absorbeurs en ferrite, (étiquette F à la Figure C.1), procurant une résistance série en mode commun $R_s > 100\ \Omega$ à 10 MHz. Cette exigence est satisfaite en construisant l'absorbeur en ferrite avec, par exemple, douze bagues (tores) de type 3E1 de Ferroxcube (dimensions minimales: diamètre extérieur 29 mm, diamètre intérieur 19 mm, hauteur 7,5 mm).

C.3 Construction d'une antenne de grand diamètre (LLA)

Chaque LLA du LLAS est constituée d'un câble coaxial dont l'impédance de transfert de surface respecte les spécifications en C.2). De plus, la résistance de l'âme de chaque LLA doit être suffisamment faible (voir NOTE 1). Ces deux exigences sont satisfaites si l'on utilise, par exemple, un câble coaxial à double tresse RG-223/U.

Dans l'exemple représenté à la Figure C.2, pour maintenir la forme circulaire de chaque boucle LLA et pour protéger les fentes, le câble est introduit dans un tube non métallique à paroi fine, de diamètre intérieur d'environ 25 mm. D'autres constructions non métalliques remplissant les mêmes fonctions peuvent également être employées.

Le diamètre normalisé de chaque LLA est défini comme étant égal à $D = 2$ m (c'est-à-dire le diamètre de référence). Si nécessaire, ~~notamment~~ par exemple dans le cas d'un EUT de grandes dimensions, la valeur de D peut être augmentée. Toutefois, dans la ~~gamme des~~ plage de fréquences allant jusqu'à 30 MHz, le diamètre maximal admissible est de 4 m. Une augmentation supplémentaire du diamètre peut ~~générer~~ avoir pour conséquence des résonances non reproductibles de la réponse ~~de la~~ du LLAS à l'extrémité haute fréquence de ~~la gamme~~ l'étendue de mesure. La méthode de validation spécifiée en C.4 s'applique aux boucles des LLAS de diamètre égal à 2 m, 3 m ou 4 m.

Noter que l'augmentation du diamètre de la LLA s'accompagne d'une augmentation inversement proportionnelle de sa sensibilité au bruit ambiant, et d'une réduction de sa sensibilité aux signaux utiles proportionnelle au carré du diamètre.

Chaque LLA comporte deux fentes opposées, positionnées symétriquement par rapport à la sonde de courant de chaque LLA (voir Figure C.2). La largeur de ces fentes, ménagées dans le conducteur extérieur du câble coaxial d'antenne (voir Figure C.3), doit être inférieure à 7 mm. La fente est pontée par deux ensembles parallèles de résistances de 100 Ω montées en série. Le centre de chacun de ces circuits série est relié à l'âme du câble coaxial d'antenne.

De part et d'autre de la fente, le conducteur extérieur du câble coaxial d'antenne peut être relié à une bande de circuit imprimé comportant deux rectangles en cuivre, séparés d'au moins 5 mm, destinés à obtenir une construction rigide de la fente (voir Figure C.4).

La sonde de courant placée autour de l'âme du câble coaxial de la LLA doit avoir une sensibilité de 1 V/A dans la gamme de fréquences allant de 9 kHz à 30 MHz. ~~La perte d'insertion de la sonde de courant doit être suffisamment faible (voir NOTE 1).~~ Il convient que l'impédance d'insertion de la sonde de courant soit suffisamment faible (voir NOTE).

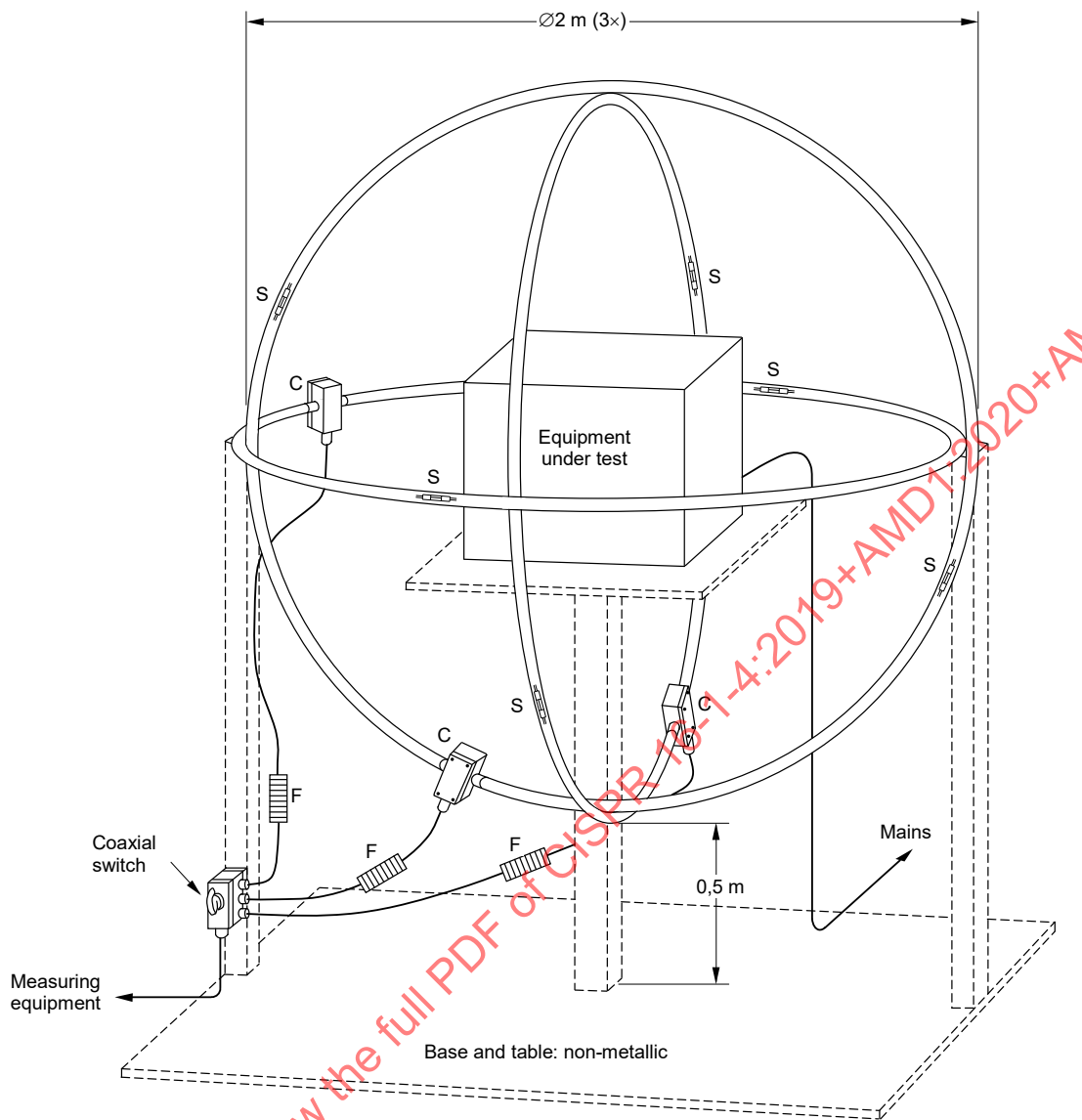
NOTE Pour obtenir une courbe de fréquence plate de chaque LLA à l'extrémité inférieure de la plage de fréquences de 9 kHz à 30 MHz, la partie résistive de l'impédance d'insertion, R_c , de la sonde de courant est conçue pour être bien inférieure à $2\pi f L_c$ à $f = 9$ kHz, où L_c représente l'inductance de la sonde de courant. De plus, $R_c + R_i$ doit être inférieur ou égal à $X_i/10 = (2\pi f L)/10$ à 9 kHz, où R_i est la résistance de l'âme du câble de l'antenne-cadre et L l'inductance de la boucle. Cette inductance a une valeur d'environ 1,5 μ H/m le long de la circonférence; ainsi pour chaque LLA normalisée dont le diamètre est de 2 m, $X_i \approx 0,5 \Omega$ à $f = 9$ kHz.

Le conducteur extérieur du câble de la LLA doit être relié au boîtier métallique contenant la sonde de courant (voir Figure C.5). Les dimensions maximales de ce boîtier sont les suivantes: 80 mm de largeur, 120 mm de longueur et 80 mm de hauteur.

~~NOTE 1 Pour obtenir une courbe de réponse plate de chaque LLA à l'extrémité inférieure de la gamme de fréquences de 9 kHz à 30 MHz, la perte d'insertion R_c de la sonde de courant est conçue pour être très inférieure à $2\pi f L_c$ à $f = 9$ kHz, où L_c représente l'inductance de la sonde de courant. De plus, $(R_c + R_i) \ll X_i = 2\pi f L$ à 9 kHz, où R_i est la résistance de l'âme du câble de l'antenne-cadre et L l'inductance de la boucle. Cette inductance a une circonférence d'environ 1,5 μ H par mètre; ainsi pour chaque LLA normale, $X_i \approx 0,5 \Omega$ à $f = 9$ kHz.~~

~~NOTE 2 Pour éviter les couplages capacitifs indésirables entre l'EUT et la LLA, il convient que la distance entre l'EUT et les composants de chaque LLA soit d'au moins 0,10 fois le diamètre de la boucle. Il convient de prêter une attention particulière aux conducteurs de l'EUT. Il convient que les câbles cheminent ensemble et sortent du volume de la boucle dans le même octant du LLAS, et à une distance supérieure à 0,4 m de l'une des LLA (voir Figure C.6).~~

Pour éviter tout couplage capacitif indésirable entre l'EUT et le LLAS, la distance entre l'EUT et les composants du LLAS doit être d'au moins 0,10 fois le diamètre de la boucle. Il convient de prêter une attention particulière aux conducteurs d'un EUT. Les câbles doivent cheminer ensemble et sortir du volume d'essai dans le même octant du LLAS, et à une distance supérieure ou égale à 0,4 m de chacune des boucles du LLAS (voir Figure C.6).



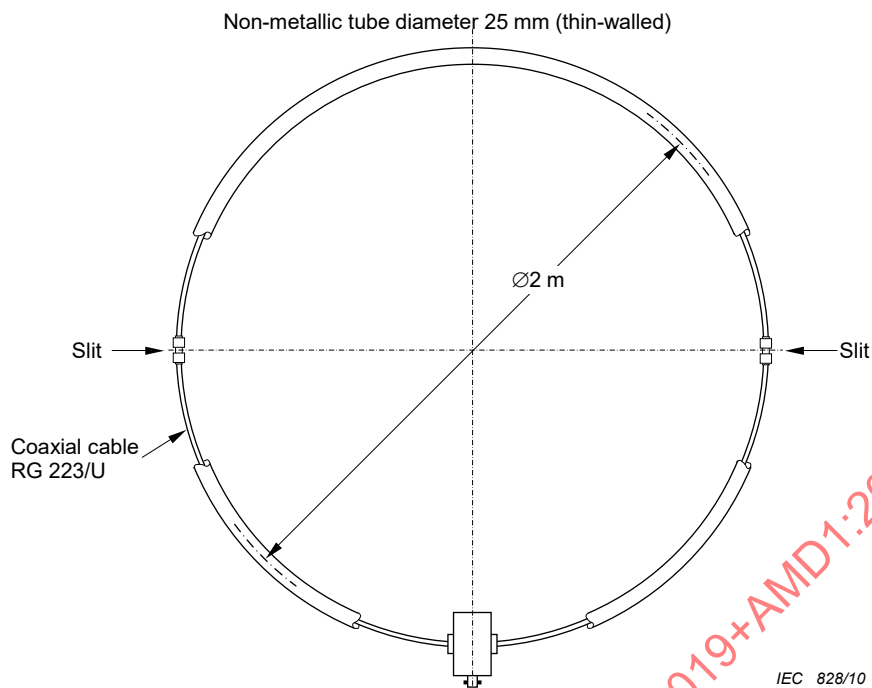
IEC 827/10

Anglais	Français
Equipment under test	Équipement en essai
Coaxial switch	Commutateur coaxial
Measuring equipment	Équipement de mesure
Mains	Alimentation électrique
Base and table: non-metallic	Base et table: non métalliques

Composants

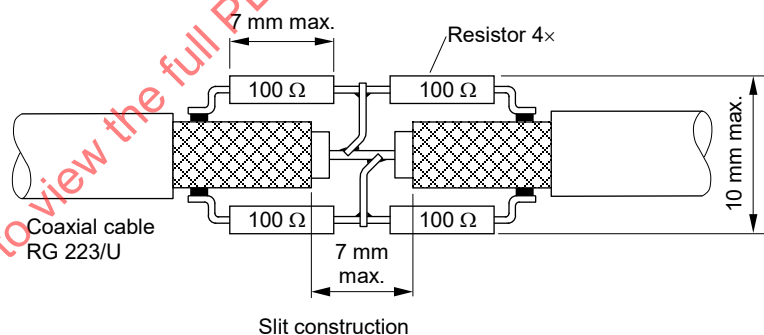
- S fente de l'antenne
- C sonde de courant
- F absorbeur en ferrite

Figure C.1 – LLAS constitué de trois antennes de grand diamètre mutuellement perpendiculaires



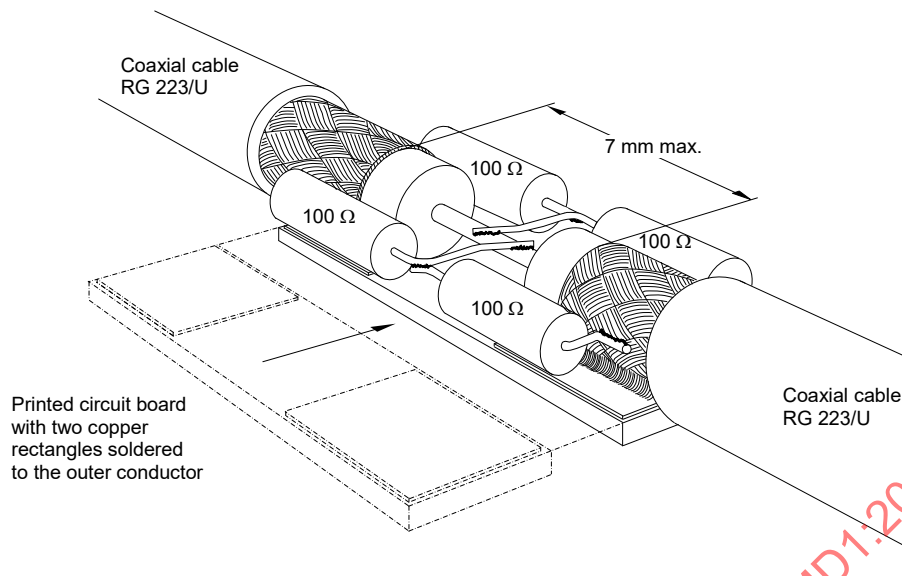
Anglais	Français
Non-metallic tube diameter 25 mm (thin-walled)	Tube non métallique de 25 mm diamètre (paroi fine)
Slit	Fente
Coaxial cable RG 223/U	Câble coaxial RG 223/U

Figure C.2 – LLA comportant deux fentes opposées, positionnées symétriquement par rapport à la sonde de courant



Anglais	Français
7 mm max.	7 mm maxi.
Resistor 4x	4 résistances
Coaxial cable RG 223/U	Câble coaxial RG 223/U
Slit construction	Construction de la fente
7 mm max.	7 mm maxi.
10 mm max.	10 mm maxi.

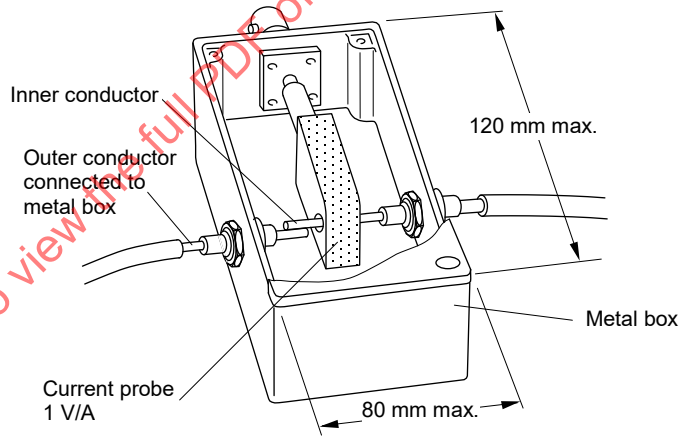
Figure C.3 – Construction de la fente de LLA



IEC 830/10

Anglais	Français
Coaxial cable RG 223/U	Câble coaxial RG 223/U
7 mm max.	7 mm maxi.
Coaxial cable RG 223/U	Câble coaxial RG 223/U
Printed circuit board with two copper rectangles soldered to the outer conductor	Bande de circuit imprimé comportant deux rectangles en cuivre soudés au conducteur extérieur

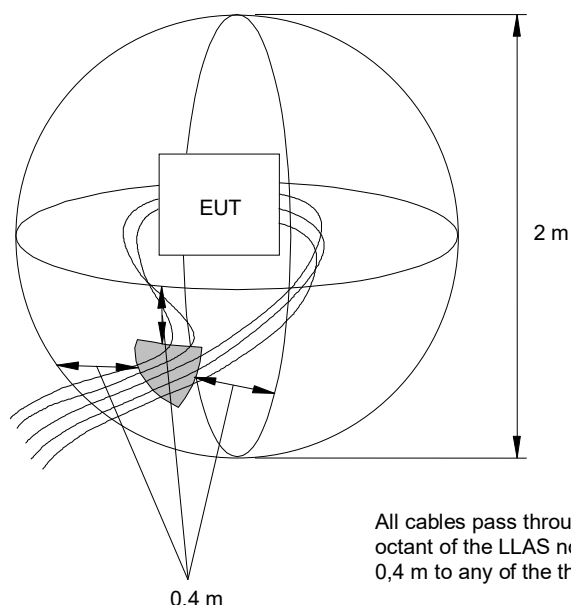
Figure C.4 – Exemple de construction de fente de LLA utilisant une bande de circuit imprimé pour obtenir une construction rigide



IEC 831/10

Anglais	Français
Inner conductor	Ame du conducteur
Outer conductor connected to the metal box	Conducteur extérieur relié au boîtier métallique
120 mm max.	120 mm maxi.
Metal box	Boîtier métallique
Current probe 1 V/A	Sonde de courant 1 V/A
80 mm max.	80 mm maxi.

Figure C.5 – Construction du boîtier métallique renfermant la sonde de courant



All cables pass through a single octant of the LLAS no closer than 0,4 m to any of the three loops

IEC 832/10

Anglais	Français
All cables pass through a single octant of the LLAS no closer than 0,4 m to any of the three loops	Tous les câbles traversent le même octant du LLAS, à une distance supérieure à 0,4 m de chacun des trois cadres du LLAS

Figure C.6 – Exemple montrant le cheminement de plusieurs câbles de l'EUT afin de réduire le plus possible le couplage capacitif entre les conducteurs et le LLAS

C.4 Validation d'une du LLAS

~~La validation et l'étalonnage de chaque LLA d'un LLAS s'effectuent par mesure du courant induit dans la LLA par l'antenne doublet de vérification du LLAS reliée à un générateur RF à 50 Ω , décrit en C.5. Le champ magnétique émis par ce doublet permet de vérifier la sensibilité d'une LLA au champ magnétique. Le champ électrique émis par le l'antenne doublet de vérification du LLAS montre que la sensibilité de la LLA au champ électrique est suffisamment faible.~~

La validation du LLAS doit s'effectuer par mesure du courant induit dans chacune des trois LLA par le doublet de vérification du LLAS relié à un générateur RF à 50 Ω , comme cela est décrit en C.5. Le champ magnétique émis par le doublet permet de vérifier la sensibilité du LLAS audit champ. Le champ électrique émis par le doublet de vérification du LLAS est destiné à vérifier que la sensibilité du LLAS au champ électrique est suffisamment faible.

La validation d'un LLAS doit être effectuée sur le site habituel de réalisation des mesurages du LLAS. Cette procédure permet de tenir compte des effets du sol, des parois et d'objets similaires ou de surfaces dans l'environnement spécifique du LLAS.

Les mesurages de validation doivent être effectués au moins aux fréquences suivantes: 9 kHz, 100 kHz, 1 MHz, 2 MHz, 3 MHz, 5 MHz, 10 MHz, 15 MHz, 20 MHz, 25 MHz et 30 MHz.

Le courant induit doit être mesuré en fonction de la fréquence dans la ~~gamme~~ plage allant de 9 kHz à 30 MHz pour les huit positions ~~de l'antenne~~ du doublet de vérification du LLAS représentées à la Figure C.7. Pendant ~~cette mesure~~ ce mesurage, ~~l'antenne~~ le doublet de vérification du LLAS doit se trouver dans le plan de la LLA en essai.

~~Pour chacune des huit positions, le facteur de validation $[20 \lg(V_{go}/I_l)]$ exprimé en dB(Ω) de la tension en circuit ouvert du générateur RF (V_{go}) et du courant mesuré (I_l) ne doit pas s'écarter de plus de ± 2 dB du facteur de validation indiqué à la Figure C.8.~~

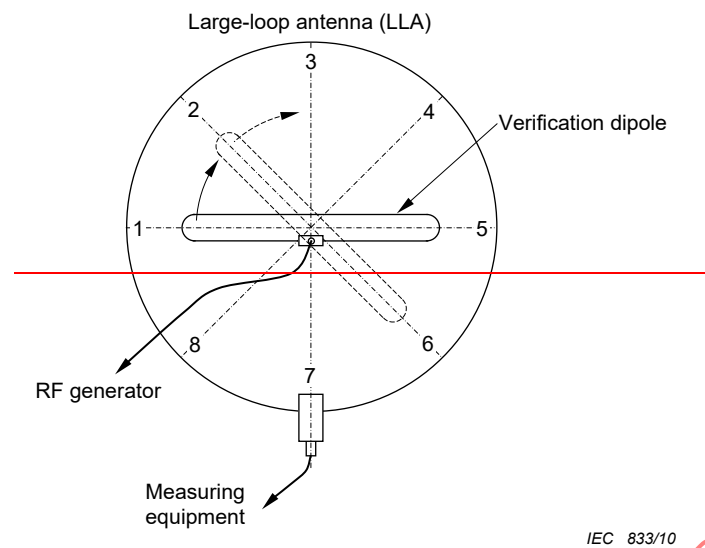
Pour chacune des huit positions, le facteur de validation mesuré, exprimé en dB (Ω) puisque $20 \lg(V_{go}/I_l)$, où V_{go} est la tension en circuit ouvert du générateur RF et I_l est le courant mesuré, ne doit pas s'écarter de plus de ± 3 dB du facteur de validation de référence applicable donné à la Figure C.8 et dans le Tableau C.1.

~~Le facteur de validation indiqué à la Figure C.8 s'applique à une LLA circulaire de diamètre normal $D = 2$ m. Si le diamètre d'une LLA circulaire est différent de $D = 2$ m, le facteur de validation de la LLA non normale peut être déduit des données indiquées sur la Figure C.8 et la Figure C.11 (voir C.6).~~

Les facteurs de validation de référence indiqués à la Figure C.8 et dans le Tableau C.1 s'appliquent à un LLAS ayant des boucles circulaires de diamètre $D = 2$ m, 3 m ou 4 m.

Les valeurs tabulaires des courbes de la Figure C.8 sont données dans le Tableau C.1. Ces valeurs tabulaires doivent être utilisées pour la validation du LLAS.

La documentation de référence et les équations de calcul des facteurs de validation de référence sont données dans la CISPR TR 16-3:2020 [23].



Anglais	Français
Large-loop Antenna (LLA)	Antenne de grand diamètre (LLA)
Verification dipole	Doulet de vérification
RF-generator	Générateur RF
Measuring equipment	Equipement de mesure

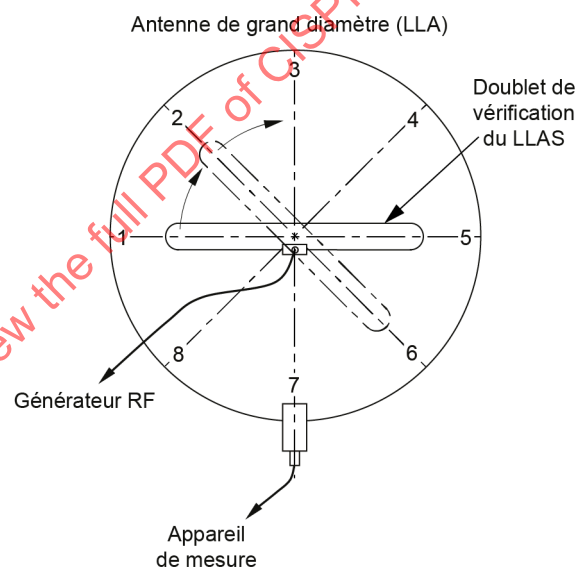
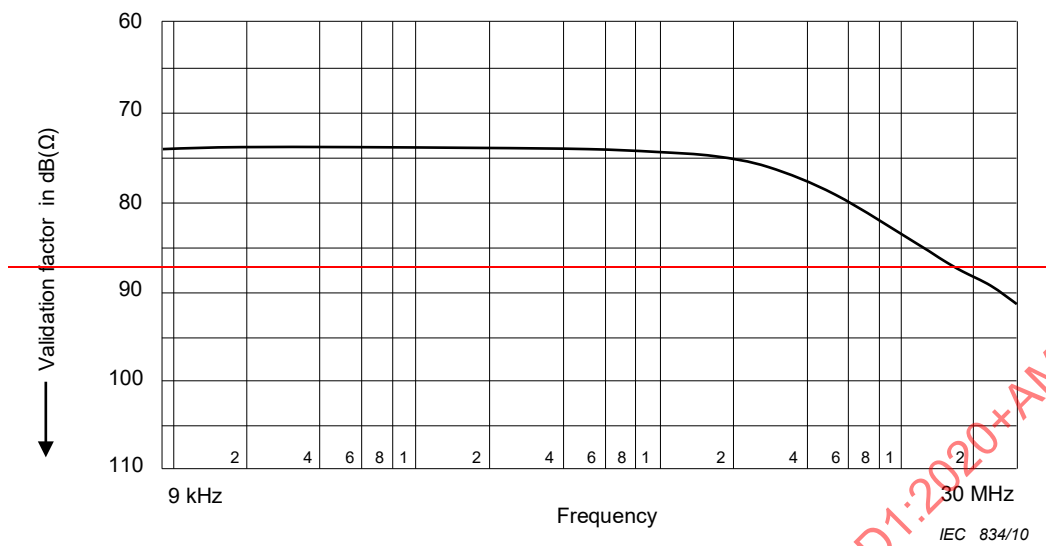


Figure C.7 – Les huit positions du doublet de vérification du LLAS durant la validation d'une LLA



Anglais	Français
Validation factor in dB(Ω)	Facteur de validation en dB(Ω)
Frequency	Fréquence

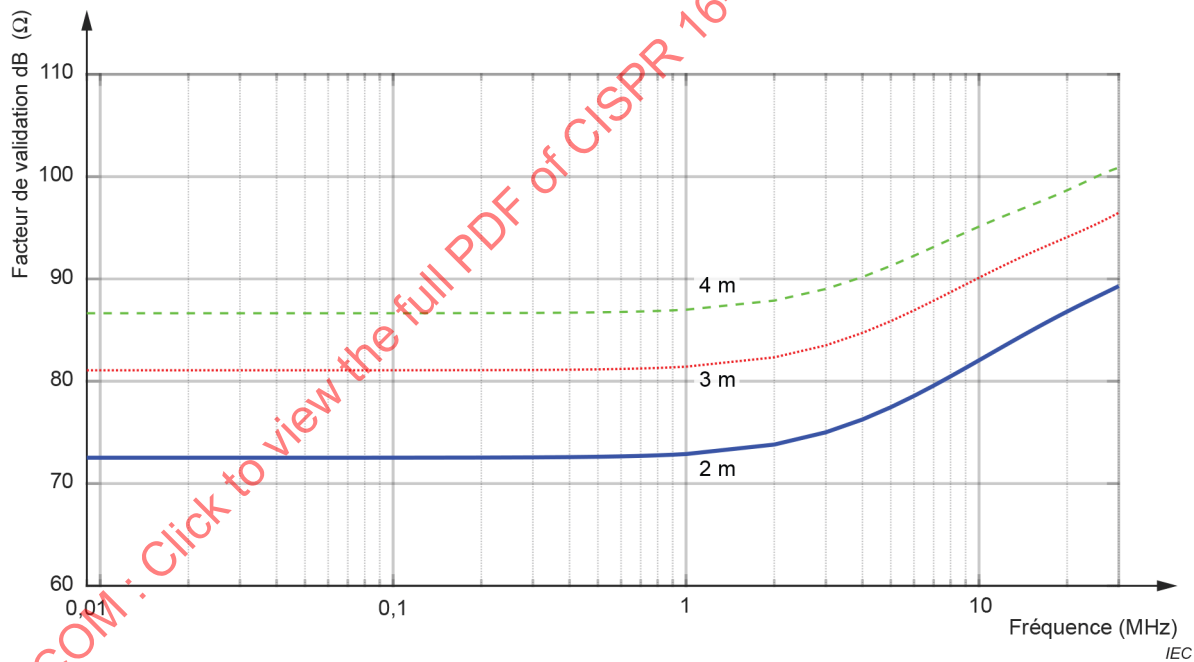


Figure C.8 – Facteurs de validation d'une LLA de 2 m de diamètre de référence pour des boucles de 2 m, 3 m et 4 m de diamètre

**Tableau C.1 – Facteurs de validation de référence de la Figure C.8
pour des boucles de 2 m, 3 m et 4 m de diamètre**

Fréquence MHz	Facteur de validation de référence			Fréquence MHz	Facteur de validation de référence		
	LLAS de 2 m	LLAS de 3 m	LLAS de 4 m		LLAS de 2 m	LLAS de 3 m	LLAS de 4 m
	dB(Ω)				dB(Ω)		
0,009	72,52	81,07	86,64	7	79,57	87,87	93,13
0,01	72,52	81,07	86,64	8	80,47	88,71	93,88
0,02	72,52	81,07	86,64	9	81,30	89,45	94,54
0,03	72,52	81,07	86,64	10	82,04	90,12	95,11
0,04	72,52	81,07	86,64	11	82,72	90,71	95,62
0,05	72,52	81,07	86,64	12	83,34	91,24	96,07
0,06	72,52	81,07	86,65	13	83,90	91,72	96,47
0,07	72,52	81,07	86,65	14	84,42	92,15	96,84
0,08	72,52	81,07	86,65	15	84,90	92,54	97,18
0,09	72,52	81,07	86,65	16	85,34	92,89	97,50
0,1	72,52	81,07	86,65	17	85,75	93,22	97,80
0,2	72,54	81,08	86,66	18	86,13	93,53	98,10
0,3	72,55	81,10	86,68	19	86,48	93,82	98,39
0,4	72,58	81,13	86,70	20	86,81	94,09	98,67
0,5	72,61	81,16	86,73	21	87,12	94,35	98,94
0,6	72,65	81,20	86,77	22	87,41	94,60	99,21
0,7	72,70	81,24	86,82	23	87,68	94,85	99,47
0,8	72,75	81,30	86,87	24	87,94	95,09	99,72
0,9	72,81	81,36	86,93	25	88,19	95,32	99,96
1	72,88	81,42	86,99	26	88,43	95,56	100,18
2	73,81	82,33	87,88	27	88,66	95,79	100,38
3	75,01	83,51	89,02	28	88,88	96,02	100,57
4	76,26	84,72	90,19	29	89,09	96,25	100,73
5	77,46	85,88	91,28	30	89,30	96,47	100,88
6	78,56	86,93	92,26	-	-	-	-

C.5 Construction de l'antenne doublet de vérification du LLAS

L'antenne doublet de vérification du LLAS (représentée sur la Figure C.9) a été conçue pour émettre en même temps un champ magnétique, H , qu'une LLA mesure, et un champ électrique, E , qui doit être rejeté par une LLA.

L'antenne doublet de vérification du LLAS est construite à l'aide d'un câble coaxial RG-223/U d'une largeur W de 150 cm et d'une hauteur H de 10 cm (distance mesurée de centre à centre du câble), comme représenté à la Figure C.9.

Une fente ménagée dans le conducteur extérieur du câble coaxial divise l'antenne doublet de vérification du LLAS en deux moitiés. Une moitié de ce doublet, la moitié de droite sur la Figure C.9, est court-circuitée à proximité de la fente ainsi qu'à proximité du connecteur. Court-circuitée signifie que le conducteur extérieur et l'âme du câble coaxial sont électriquement reliés l'un à l'autre. Cette moitié du doublet est reliée à la masse de référence du connecteur BNC. L'âme du câble coaxial qui forme la moitié de gauche du doublet de la

~~Figure C.9 est connectée à la broche centrale du connecteur BNC, et son conducteur extérieur à la masse de référence de ce connecteur BNC.~~

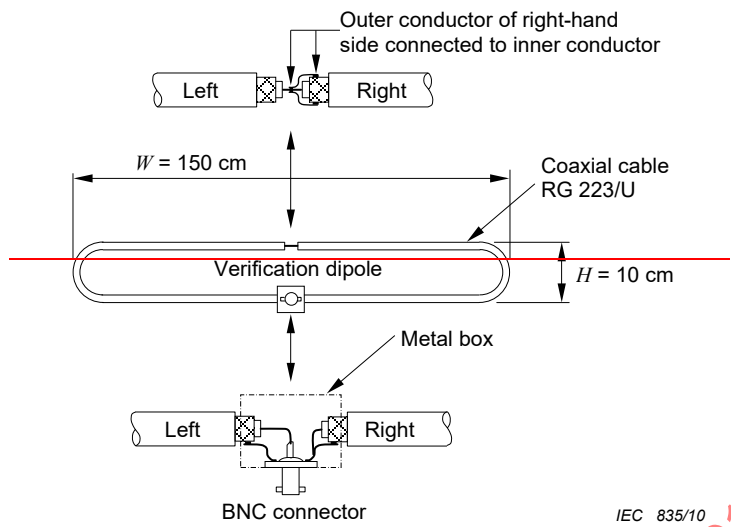
Le doublet de vérification du LLAS, représenté à la Figure C.9, a été conçu pour émettre en même temps un champ magnétique qu'il convient que le LLAS mesure, et un champ électrique qu'il convient que le LLAS rejette.

L'antenne doublet de vérification du LLAS doit être construite conformément à la Figure C.9, en utilisant un câble RG-223/U ou un câble coaxial similaire. Elle doit avoir une largeur $W = 150$ cm et un intervalle $s = 10$ cm (distances mesurées de centre à centre du câble), comme cela est représenté à la Figure C.9. Une fente ménagée dans le conducteur extérieur du câble coaxial doit diviser le doublet en deux moitiés. Une moitié du doublet (la moitié de droite sur la Figure C.9), doit être court-circuitée à proximité du connecteur, ainsi qu'à proximité de la fente se trouvant à l'opposé du connecteur. Le qualificatif "court-circuitée" signifie que l'âme et le conducteur extérieur du câble coaxial doivent être électriquement reliés l'un à l'autre. Cette moitié doit être reliée à la masse de référence du connecteur coaxial (BNC ou similaire). L'âme du câble coaxial qui forme la moitié de gauche du doublet de la Figure C.9 doit être connectée à la broche centrale du connecteur coaxial, et son conducteur extérieur doit être connecté à la masse de référence de ce connecteur coaxial.

Un petit boîtier métallique doit être utilisé pour assurer le blindage des connexions au voisinage du connecteur coaxial. Le conducteur extérieur des deux moitiés du câble coaxial du doublet et la masse de référence du connecteur coaxial doivent être reliés à ce boîtier.

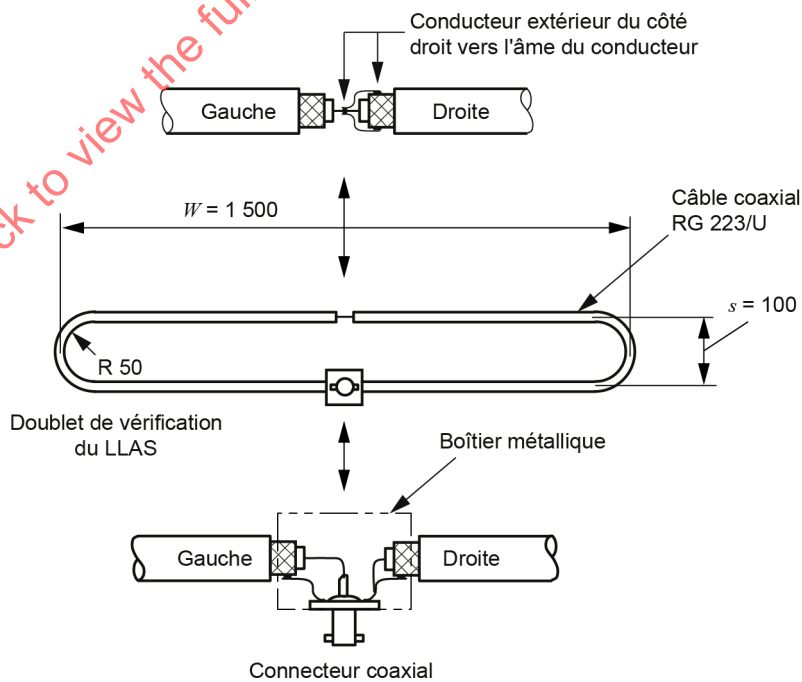
Un petit boîtier métallique peut assurer le blindage des connexions au voisinage du connecteur BNC. Le conducteur extérieur des deux moitiés du câble coaxial ainsi que la masse de référence du connecteur BNC sont reliés à ce boîtier.

Pour obtenir une construction rigide, le doublet est supporté sur une base non conductrice.



Anglais	Français
Outer conductor of right-hand side to inner conductor	Conducteur extérieur du côté droit vers l'âme du conducteur
Left	Gauche
Right	Droite
Coaxial cable RG 223/U	Câble coaxial RG 223/U
Verification dipole	Doublet de vérification
Metal box	Boîtier métallique
Left	Gauche
Right	Droite
BNC connector	Connecteur BNC

Dimensions en millimètres



NOTE Les distances indiquées sont mesurées de centre à centre du câble.

Figure C.9 – Construction de l'antenne doublet de vérification du LLAS

C.6 Facteurs de conversion

Le présent paragraphe traite du facteur qui permet de convertir le courant (I) induit dans une LLA par l'EUT en un champ magnétique de valeur H à une distance spécifiée de l'EUT (représenté sur la Figure C.10). Il traite en outre du facteur qui permet de convertir le courant mesuré dans une LLA de diamètre non normal, en un courant qui aurait été mesuré à l'aide d'une LLA de diamètre normal $D = 2$ m (représentée sur la Figure C.11).

Le facteur de conversion indiqué à la Figure C.10 s'applique à une source de champs magnétiques placée au centre d'une LLA, et dont le moment dipolaire est perpendiculaire au plan de cette LLA. Noter que, pour les antennes cadres spécifiées en 4.3 du présent document, l'antenne cadre est toujours placée dans un plan vertical, et l'EUT tourné autour de son axe vertical seulement. Dans ce cas, seuls sont mesurés les moments dipolaires horizontaux de l'EUT, c'est-à-dire les moments dipolaires parallèles au plan de masse. Par conséquent, si l'EUT est un moment dipolaire principalement vertical, le facteur de conversion ne peut pas être utilisé pour comparer les résultats des deux méthodes de mesure. Toutefois le facteur de la Figure C.10 peut être utilisé avec la méthode de mesure du champ magnétique lorsque l'antenne cadre de 4.3 est dans un plan horizontal, ou lorsque, avec cette méthode, l'EUT est incliné de 90° , de sorte que le moment vertical du doublet correspondant se comporte comme un moment horizontal du doublet.

Si la position réelle d'une source de perturbations au sein d'un EUT se trouve à moins de 0,5 m du centre du LLAS normal, les résultats de mesure s'écartent de moins de 3 dB de ceux obtenus lorsque cette source est située au centre du LLAS.

La relation entre l'intensité du champ magnétique H en dB(μ A/m), mesurée à une distance d , et le courant de la LLA I en dB(μ A) est:

$$H = I + C_{dA} \quad (\text{C.1})$$

où C_{dA} est le facteur de conversion courant champ (en dB (m^{-1})) pour une certaine distance d , lorsque H est exprimé en dB (μ A/m); voir aussi la NOTE.

En général, le facteur de conversion dépend de la fréquence: la Figure C.10 présente C_{dA} pour des distances de mesure de 3 m et 10 m. En ce qui concerne la distance de mesure $d = 30$ m, le facteur de conversion est à l'étude.

Les courbes du rapport S_D (en décibels) entre le courant mesuré dans une LLA de diamètre D (en mètres) et le courant qui serait mesuré avec une LLA de diamètre normal ($D = 2$ m) sont données à la Figure C.11, pour plusieurs valeurs de D . En utilisant ce rapport, l'Equation (C.1) peut s'écrire comme l'Equation (C.2):

$$H = I + S_D + C_{dA} \quad (\text{C.2})$$

où H est exprimée en dB(μ A/m), I en dB(μ A), S_D en dB, et C_{dA} en dB(m^{-1}).

NOTE Pour le calcul des niveaux de perturbations, le CISPR utilise l'intensité du champ magnétique H en dB (μ A/m) plutôt que la valeur du champ électrique E en dB (μ V/m). Dans ce contexte, la relation entre H et E est donnée par l'Equation (C.3):

$$E = H + 51,5 \quad (\text{C.3})$$

où E est exprimé en dB (μ V/m) et H en dB (μ A/m). La constante 51,5, en dB(Ω) dans l'Equation (C.3), est expliquée dans la NOTE de 4.3.2.

Par commodité, le facteur de conversion C_{dV} convertissant I en dB(μ A) en E en dB(μ V/m) est également donné sur la Figure C.10. Les exemples suivants expliquent l'utilisation des équations précédentes, ainsi que les Figures C.10 et C.11.

a) Sachant que: fréquence de mesure $f = 100$ kHz, diamètre de la LLA $D = 2$ m, courant dans la LLA $I = X$ en dB(μ A):

En appliquant l'Equation (C.1) et la Figure C.10, il en découle alors que:

à $d = 3$ m: $H = [X/\text{dB}(\mu\text{A}) + C_{3A}/\text{dB}(\text{m}^{-1})] \text{ dB}(\mu\text{A}/\text{m}) = (X + 19,5) \text{ dB}(\mu\text{A}/\text{m})$

à $d = 3$ m: $E = [X/\text{dB}(\mu\text{A}) + C_{3V}/\text{dB}(\Omega/\text{m})] \text{ dB}(\mu\text{V}/\text{m}) = [X + (51,5 - 19,5)] \text{ dB}(\mu\text{V}/\text{m})$

b) Sachant que: fréquence de mesure $f = 100$ kHz, diamètre de la LLA $D = 4$ m, courant dans la LLA $I = X$ dB(μ A):

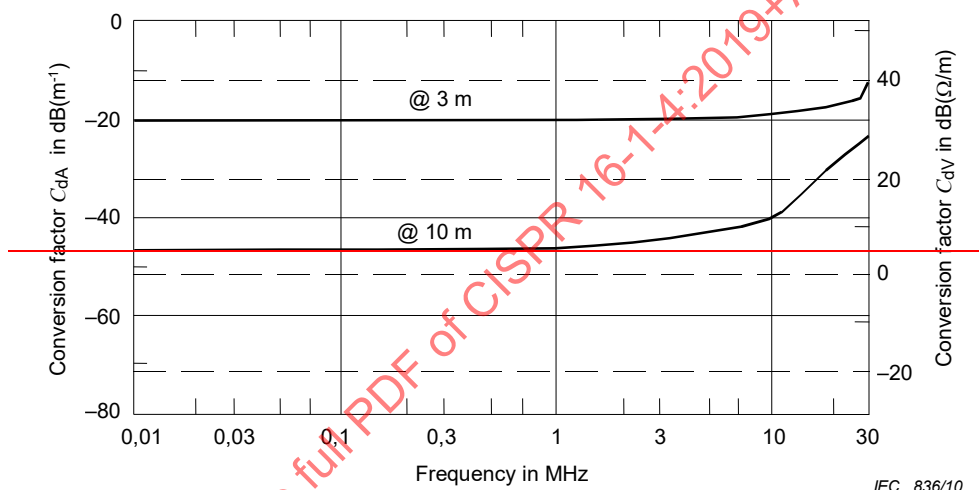
En utilisant la Figure C.11, il en découle que le même EUT aurait induit un courant:

$I = [X/\text{dB}(\mu\text{A}) - S_4/\text{dB}] \text{ dB}(\mu\text{A}) = (X + 13) \text{ dB}(\mu\text{A})$

dans la une LLA de diamètre normal $D = 2$ m.

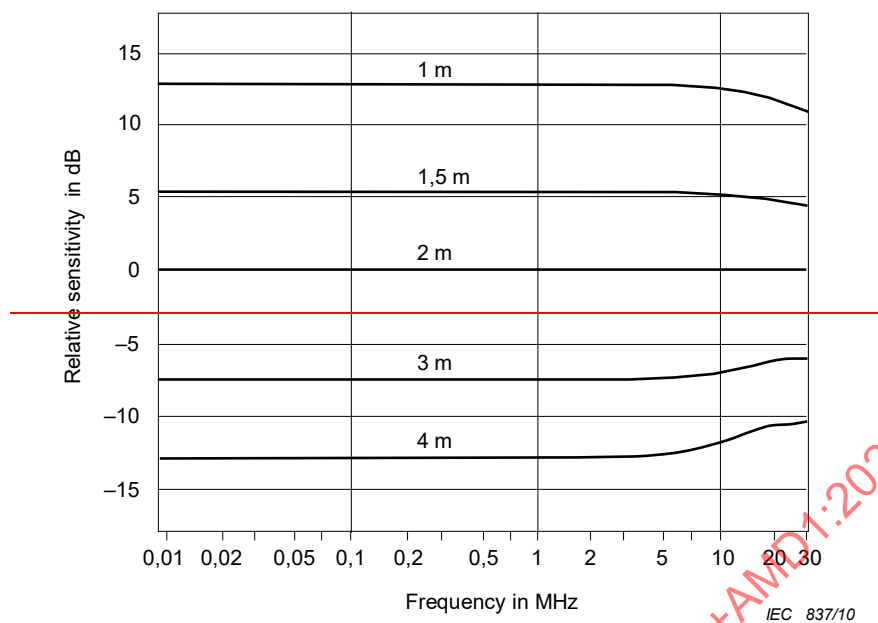
c) Sachant que: validation d'une LLA avec un diamètre $D = 3$ m.

Alors le facteur de validation est obtenu en soustrayant S_3 , (la valeur de la sensibilité relative donnée à la Figure C.11), du facteur de validation donné à la Figure C.8 à chaque fréquence. Ainsi, si la fréquence de mesure est de 100 kHz, le facteur de validation de la LLA pour laquelle $D = 3$ m est égal à $[73,5 - (-7,5)] \text{ dB}(\Omega) = 81 \text{ dB}(\Omega)$.



Anglais	Français
Conversion factor C_{dA} in $\text{dB}(\text{m}^{-1})$	Facteur de conversion C_{dA} en $\text{dB}(\text{m}^{-1})$
Conversion factor C_{dV} in $\text{dB}(\Omega)$	Facteur de conversion C_{dV} en $\text{dB}(\Omega)$
Frequency in MHz	Fréquence en MHz

Figure C.10 — Facteurs de conversion C_{dA} [pour la conversion en $\text{dB}(\mu\text{A}/\text{m})$] et C_{dV} [pour la conversion en $\text{dB}(\mu\text{V}/\text{m})$] pour deux distances de mesure normales d



Anglais	Français
Relative sensitivity in dB	Sensibilité relative en dB
Frequency in MHz	Fréquence en MHz

Figure C.11 – Sensibilité S_D d'une antenne de grand diamètre d'un diamètre D par rapport à une antenne de grand diamètre ayant un diamètre de 2 m

C.6.1 Généralités

Le présent article traite du facteur qui convertit le courant mesuré dans une LLA de diamètre non normalisé, au courant qui aurait été mesuré en utilisant une LLA ayant le diamètre normalisé $D = 2$ m (voir la Figure C.10 et le Tableau C.2). Il traite également du facteur qui convertit le courant (I) induit dans une LLA par un EUT en une intensité du champ magnétique H à une distance spécifiée de l'EUT (voir la Figure C.11 et le Tableau C.3). La documentation de référence et les équations de calcul de ces facteurs de conversion sont données dans la CISPR TR 16-3:2020 [23].

C.6.2 Facteurs de conversion actuels pour un LLAS de diamètre non normalisé

La différence S_D en décibels entre le courant mesuré dans une LLA de diamètre D en m, et le courant mesuré en utilisant une LLA de diamètre normalisé $D = 2$ m, exprimée en unités logarithmiques (comme dB(μ A)), est donnée à la Figure C.10 (et dans le Tableau C.2) pour plusieurs valeurs de D , comme cela est déterminé par l'Équation (C.1):

$$S_D = I_{Dm} - I_{2m} \tag{C.1}$$

où I_{Dm} et I_{2m} sont les valeurs des courants induits dans une LLA de diamètre D et dans la LLA d'un diamètre normalisé de 2 m, respectivement, tous deux exprimés en unités logarithmiques (comme dB(μ A)).

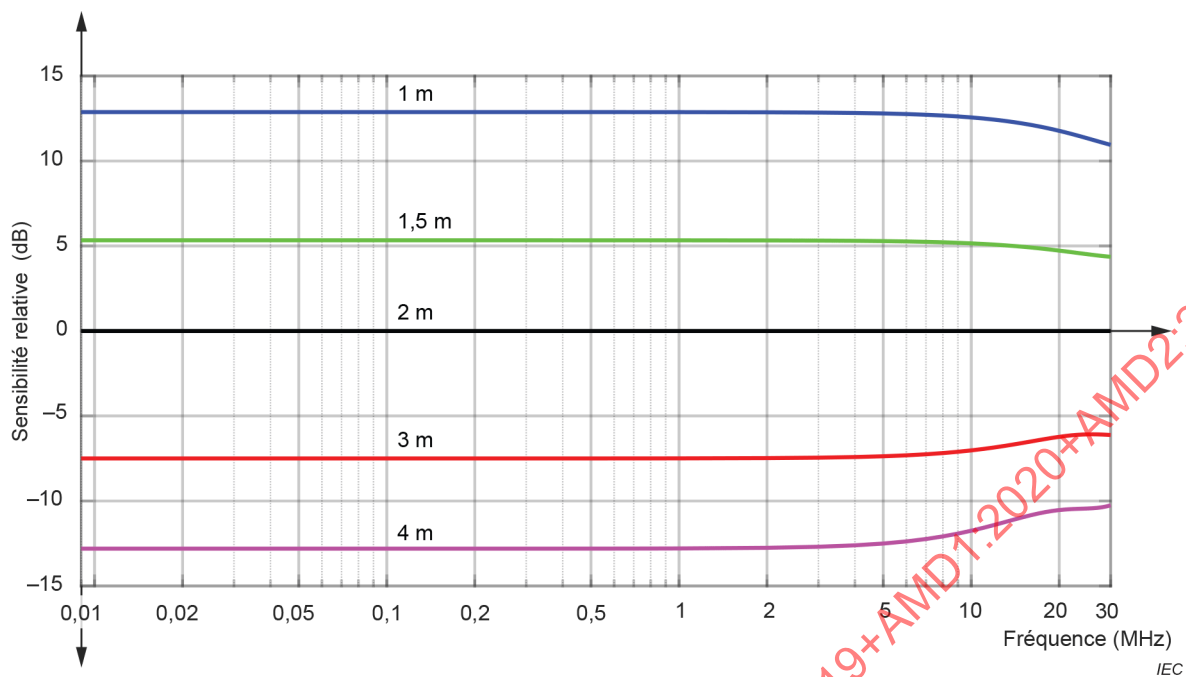


Figure C.10 – Sensibilité S_D d'une LLA de diamètre D par rapport à une LLA de 2 m de diamètre

Tableau C.2 – Sensibilité S_D d'une LLA de diamètre D par rapport à une LLA de 2 m de diamètre (Figure C.10)

Fréquence MHz	Diamètre de LLAS D				Fréquence MHz	Diamètre de LLAS D			
	1 m	1,5 m	3 m	4 m		1 m	1,5 m	3 m	4 m
	dB	dB	dB	dB		dB	dB	dB	dB
0,009	12,88	5,34	-7,50	-12,80	7	12,72	5,24	-7,25	-12,24
0,01	12,88	5,34	-7,50	-12,80	8	12,67	5,22	-7,18	-12,08
0,02	12,88	5,34	-7,50	-12,80	9	12,62	5,19	-7,11	-11,92
0,03	12,88	5,34	-7,50	-12,80	10	12,56	5,16	-7,02	-11,75
0,04	12,88	5,34	-7,50	-12,80	11	12,50	5,12	-6,94	-11,58
0,05	12,88	5,34	-7,50	-12,80	12	12,43	5,08	-6,85	-11,41
0,06	12,88	5,34	-7,50	-12,80	13	12,36	5,04	-6,76	-11,25
0,07	12,88	5,34	-7,50	-12,80	14	12,29	5,00	-6,67	-11,09
0,08	12,88	5,34	-7,50	-12,80	15	12,21	4,96	-6,58	-10,96
0,09	12,88	5,34	-7,50	-12,80	16	12,12	4,91	-6,50	-10,84
0,1	12,88	5,34	-7,50	-12,80	17	12,04	4,87	-6,42	-10,73
0,2	12,88	5,33	-7,50	-12,80	18	11,95	4,82	-6,35	-10,65
0,3	12,88	5,33	-7,50	-12,80	19	11,86	4,77	-6,28	-10,58
0,4	12,88	5,33	-7,50	-12,80	20	11,77	4,73	-6,23	-10,53
0,5	12,88	5,33	-7,50	-12,80	21	11,68	4,68	-6,18	-10,50
0,6	12,88	5,33	-7,50	-12,80	22	11,60	4,64	-6,14	-10,48
0,7	12,88	5,33	-7,50	-12,80	23	11,51	4,60	-6,11	-10,46
0,8	12,88	5,33	-7,49	-12,80	24	11,42	4,55	-6,09	-10,45
0,9	12,88	5,33	-7,49	-12,79	25	11,33	4,52	-6,08	-10,44
1	12,87	5,33	-7,49	-12,79	26	11,25	4,48	-6,08	-10,43
2	12,86	5,33	-7,48	-12,75	27	11,17	4,45	-6,08	-10,40
3	12,85	5,32	-7,45	-12,69	28	11,09	4,41	-6,09	-10,37
4	12,83	5,30	-7,41	-12,61	29	11,02	4,39	-6,10	-10,32
5	12,80	5,29	-7,37	-12,50	30	10,95	4,36	-6,12	-10,25
6	12,76	5,27	-7,31	-12,38	-	-	-	-	-

C.6.3 Conversion du courant mesuré du LLAS en intensité du champ magnétique

Le facteur de conversion indiqué à la Figure C.11 et dans le Tableau C.3 représente le cas le plus défavorable (le plus élevé) des trois polarisations lorsqu'est prise en compte une source de champ magnétique placée au centre d'une LLA, dont le moment dipolaire magnétique est perpendiculaire au plan de cette LLA, pour les trois boucles d'un LLAS. Ce facteur de conversion peut être utilisé en tant que tel pour estimer l'intensité du champ magnétique la plus défavorable mesurée avec l'antenne-cadre spécifiée en 4.3, à une distance de mesure spécifique (3 m, 10 m ou 30 m) de la périphérie de l'EUT, avec le centre de l'antenne cadre à 1,3 m au-dessus du plan de masse métallique d'un emplacement d'essai, et la surface la plus basse de l'EUT positionnée à 80 cm au-dessus du plan de masse, l'EUT étant pour sa part tourné vers tous les angles d'azimut, pour les trois polarisations de l'antenne-cadre. Cette estimation de l'intensité de champ peut être obtenue en ajoutant le facteur de conversion de la Figure C.11 et du Tableau C.3 au niveau de courant induit le plus défavorable mesuré dans l'EUT avec les trois boucles du LLAS, à la fréquence de mesure.

NOTE 1 Souvent, les méthodes classiques d'essai d'intensité du champ magnétique (par exemple, celles spécifiées dans la CISPR 11 [24]) appliquent une antenne-cadre telle que spécifiée en 4.3 et positionnée dans un plan vertical uniquement, avec simultanément une rotation de l'EUT autour de son axe vertical uniquement. Dans ce cas, seuls sont mesurés les moments dipolaires horizontaux, c'est-à-dire les moments dipolaires parallèles au plan de masse. Par conséquent, dans le cas où l'EUT génère également des moments dipolaires verticaux, le facteur de conversion du LLAS ne peut pas être utilisé pour comparer les résultats des deux méthodes de mesure. Toutefois, le facteur de conversion du LLAS peut être utilisé pour des comparaisons avec les résultats des méthodes de mesure de l'intensité du champ magnétique lorsque l'antenne-cadre décrite en 4.3 est positionnée sur un plan horizontal, outre les deux polarisations de plans de boucles verticaux.

Si la position réelle d'une source de perturbation au sein d'un EUT se situe à moins de 0,5 m du centre du LLAS normal, les résultats de mesure diffèrent de moins de 3 dB de ceux obtenus avec la source positionnée au centre du LLAS.

La relation entre l'intensité du champ magnétique H en dB(μA/m) mesurée à une distance d et le courant de la LLA I en dB(μA) est selon l'Équation (C.2):

$$H = I + C_{dA} \quad (C.2)$$

où C_{dA} est le facteur de conversion courant-champ en dB(m⁻¹) pour une certaine distance d lorsque H est exprimé en dB(μA/m) (voir aussi la NOTE 2).

En général, le facteur de conversion dépend de la fréquence; la Figure C.11 (et le Tableau C.3) présentent C_{dA} pour des distances de mesure normalisées de 3 m, 10 m et 30 m.

Si le courant est mesuré dans un LLAS de diamètre non normalisé D , l'Équation (C.2) peut prendre la forme de l'Équation (C.3) suivante:

$$H = I - S_D + C_{dA} \quad (C.3)$$

où H est exprimé en dB(μA/m), I en dB(μA), S_D en dB, et C_{dA} en dB(m⁻¹).

NOTE 2 Pour le calcul des niveaux de perturbation, le CISPR utilise l'intensité du champ magnétique H en dB(μA/m) plutôt que l'intensité du champ électrique E en dB(μV/m). Dans ce contexte, la relation entre H et E est donnée par l'Équation (C.4):

$$E = H + 51,5 \quad (C.4)$$

où E est exprimé en dB(μV/m) et H en dB(μA/m). La constante 51,5, en dB(Ω), dans l'Équation (C.4) est expliquée dans la NOTE de 4.3.2.

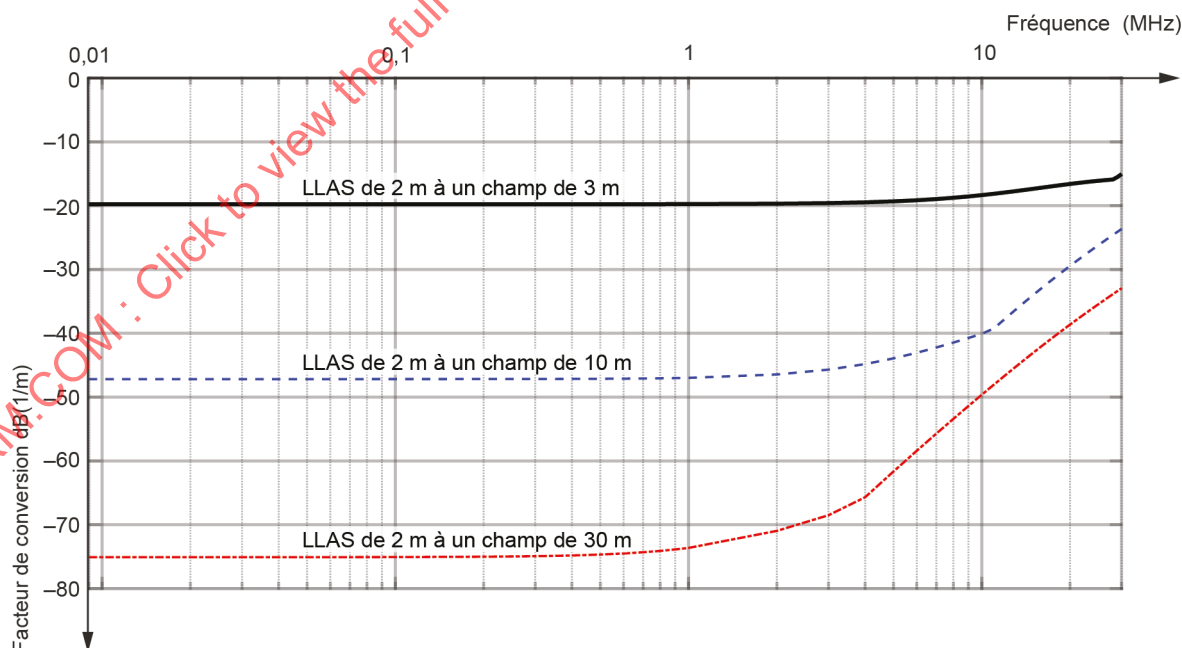


Figure C.11 – Facteur de conversion C_{dA} [pour la conversion en dB(μA/m)] pour trois distances de mesure normalisées d

Tableau C.3 – Facteur de conversion de l'intensité du champ magnétique C_{dA} pour trois distances de mesure (Figure C.11)

Fréquence MHz	LLAS de 2 m à un champ de 3 m dB(1/m)	LLAS de 2 m à un champ de 10 m dB(1/m)	LLAS de 2 m à un champ de 30 m dB(1/m)	Fréquence (MHz)	LLAS de 2 m à un champ de 3 m dB(1/m)	LLAS de 2 m à un champ de 10 m dB(1/m)	LLAS de 2 m à un champ de 30 m dB(1/m)
0 009	-19,77	-47,18	-75,09	7	-18,97	-42,23	-55,72
0,01	-19,77	-47,18	-75,09	8	-18,76	-41,45	-53,41
0,02	-19,77	-47,18	-75,09	9	-18,56	-40,74	-51,4
0,03	-19,77	-47,18	-75,09	10	-18,35	-40,08	-49,63
0,04	-19,77	-47,18	-75,09	11	-18,14	-39,24	-48,04
0,05	-19,77	-47,18	-75,08	12	-17,93	-37,72	-46,61
0,06	-19,77	-47,18	-75,08	13	-17,73	-36,36	-45,31
0,07	-19,77	-47,18	-75,08	14	-17,54	-35,1	-44,12
0,08	-19,77	-47,18	-75,08	15	-17,35	-33,97	-43,03
0,09	-19,77	-47,18	-75,08	16	-17,18	-32,92	-42,02
0,1	-19,77	-47,18	-75,07	17	-17,02	-31,95	-41,08
0,2	-19,77	-47,17	-75,02	18	-16,87	-31,05	-40,21
0,3	-19,77	-47,16	-74,94	19	-16,73	-30,22	-39,40
0,4	-19,77	-47,15	-74,82	20	-16,60	-29,44	-38,63
0,5	-19,76	-47,13	-74,68	21	-16,48	-28,71	-37,92
0,6	-19,76	-47,11	-74,51	22	-16,37	-28,02	-37,25
0,7	-19,76	-47,09	-74,32	23	-16,27	-27,37	-36,61
0,8	-19,76	-47,06	-74,11	24	-16,18	-26,76	-36,01
0,9	-19,75	-47,02	-73,88	25	-16,10	-26,18	-35,43
1	-19,75	-46,99	-73,64	26	-16,03	-25,62	-34,89
2	-19,69	-46,46	-70,97	27	-15,96	-25,10	-34,37
3	-19,60	-45,70	-68,52	28	-15,90	-24,59	-33,87
4	-19,48	-44,83	-65,70	29	-15,52	-24,11	-33,39
5	-19,33	-43,93	-61,65	30	-15,04	-23,64	-32,93
6	-19,15	-43,06	-58,41	-	-	-	-

C.7 Exemples

Les exemples suivants expliquent l'utilisation de l'Équation (C.1), l'Équation (C.2) et l'Équation (C.3), ainsi que de la Figure C.8, la Figure C.10 et la Figure C.11.

- a) Sachant que: fréquence de mesure $f = 100$ kHz, diamètre de la LLA $D = 2$ m, courant dans la LLA $I = X$ dB(μ A).

Alors l'application de l'Équation (C.1) et de la Figure C.10 donne:

$$\text{à } d = 3 \text{ m: } H = [X/\text{dB}(\mu\text{A}) + C_{3A}/\text{dB}(\text{m}^{-1})] \text{ dB}(\mu\text{A}/\text{m}) = (X - 19,5) \text{ dB}(\mu\text{A}/\text{m})$$

$$\text{à } d = 3 \text{ m: } E = [X/\text{dB}(\mu\text{A}) + C_{3V}/\text{dB}(\Omega/\text{m})] \text{ dB}(\mu\text{V}/\text{m}) = [X + (51,5 - 19,5)] \text{ dB}(\mu\text{V}/\text{m})$$

- b) Sachant que: fréquence de mesure $f = 100$ kHz, diamètre de la LLA $D = 2$ m, courant dans la LLA $I = X$ dB(μ A).

Alors l'application de l'Équation (C.2) et de la Figure C.11 (Tableau C.3) donne:

$$\text{à } d = 3 \text{ m: } H [\text{dB}(\mu\text{A}/\text{m})] = X [\text{dB}(\mu\text{A})] + C_{3A} [\text{dB}(\text{m}^{-1})] = (X - 19,77) \text{ dB}(\mu\text{A}/\text{m})$$

- c) Sachant que: fréquence de mesure $f = 100$ kHz, diamètre de la LLA $D = 4$ m, courant dans la LLA $I = X$ dB(μ A).

L'application de l'Équation (C.1) et de la Figure C.10 (Tableau C.2) donne le résultat suivant; le même EUT induit un courant:

$I \text{ [dB(}\mu\text{A)}] = X \text{ [dB(}\mu\text{A)}] - S_4\text{[dB]} = X - (-12,80) = (X + 12,80) \text{ dB(}\mu\text{A)}$

dans une LLA de diamètre normal $D = 2 \text{ m}$.

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of CISPR 16-1-4:2019+AMD1:2020+AMD2:2023 CSV

Annexe D (normative)

Détails de construction des emplacements d'essai en zone dégagée dans la gamme de fréquences de 30 MHz à 1 000 MHz (voir Article 6)

D.1 Généralités

Le Paragraphe 6.2 donne les principaux aspects de la construction des emplacements d'essai en espace libre. Des détails supplémentaires, utiles pour assurer une bonne construction du site et de l'enceinte tout temps, sont décrits dans la présente annexe. La meilleure façon de garantir la conformité de ces pratiques de construction est d'effectuer des mesures de validation d'emplacement, comme décrit en 6.4.

D.2 Construction du plan de sol

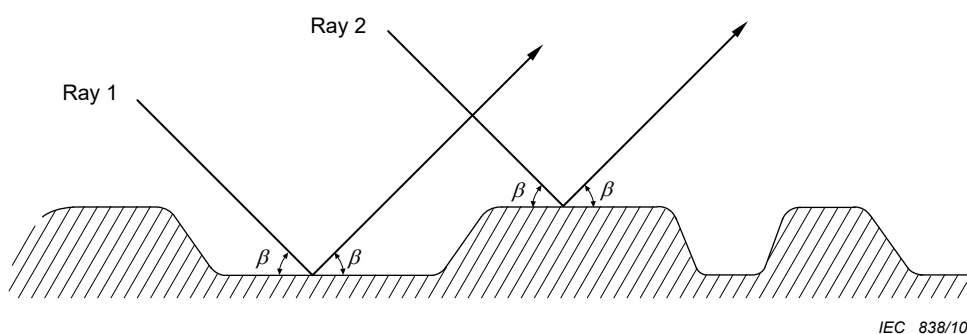
D.2.1 Matériau

Le métal est le matériau recommandé pour la construction du plan de sol des emplacements de mesure de champ. Cependant, pour des raisons pratiques, des plans de sol métalliques ne peuvent pas être spécifiés pour les mesures de tous les appareils. Des tôles métalliques pleines, une feuille métallique, un métal perforé, un métal déployé, une toile métallique, un treillis métallique et une grille métallique sont des exemples de matériaux utilisés comme plans de sol métalliques. Il convient que le plan de sol ne présente ni vide ni espace dont les dimensions linéaires représentent une fraction appréciable d'une longueur d'onde à la fréquence de mesure la plus élevée. La taille maximale recommandée des ouvertures des plans de sol de type treillis, métal perforé, grille ou métal déployé est 1/10 de la longueur d'onde à la fréquence de mesure la plus élevée (environ 3 cm à 1 000 MHz). Il convient que les matériaux constitués de tôles, rouleaux ou morceaux individuels soient soudés ou brasés au niveau des raccordements, de préférence en continu, mais en aucun cas avec des espaces d'une longueur supérieure à 1/10 de la longueur d'onde. Les revêtements diélectriques épais tels que le sable, l'asphalte ou le bois au-dessus de plans de sol métalliques peuvent entraîner des caractéristiques d'affaiblissement de l'emplacement inacceptables.

D.2.2 Rugosité

Le critère de rugosité de Rayleigh fournit une estimation utile de la valeur quadratique maximale de la rugosité admissible pour le plan de sol (voir Figure D.1). Pour la plupart des emplacements d'essai habituels, en particulier pour les applications à une distance de séparation de 3 m, une rugosité allant jusqu'à 4,5 cm est sans conséquence sur les mesures. Une rugosité encore plus importante est admise pour les emplacements à 10 m et 30 m. La procédure de validation d'emplacement de 6.4 doit être suivie pour déterminer si la rugosité est acceptable. Dans le Tableau D.1, les valeurs de b sont calculées d'après la formule:

$$b = \frac{\lambda}{8 \sin \beta}$$



Anglais	Français
Ray 1	Rayon 1
Ray 2	Rayon 2

Figure D.1 – Critère de Rayleigh pour la rugosité du plan de sol

Tableau D.1 – Rugosité maximale pour des distances de mesure de 3 m, 10 m et 30 m

Distance de mesure d	Hauteur de la source, h_1	Hauteur maximale de l'antenne de réception, h_2	Rugosité quadratique moyenne maximale b	
			En longueurs d'onde	A 1 000 MHz cm
M	m	m		
3	1	4	0,15	4,5
10	1	4	0,28	8,4
30	2	6	0,49	14,7

D.3 Servitudes de l'EUT

Il convient que l'alimentation électrique ou le câblage d'alimentation de l'EUT passe dans la plus grande longueur possible, sous le plan de sol, et de préférence à angle droit par rapport à l'axe de mesure. Il convient également que tous les fils, câbles, et canalisations arrivant à la table tournante ou au dispositif supportant l'EUT passent sous le plan de sol. Lorsqu'un cheminement enterré n'est pas possible, il convient que les servitudes de l'EUT soient placées au-dessus du plan de sol, mais au même niveau et fixées sur ce dernier.

D.4 Construction de l'enceinte de protection contre les intempéries

D.4.1 Matériaux et attaches

Jusqu'à 1 000 MHz, de minces sections de fibre de verre et de la plupart des autres matières plastiques, de bois spécialement traités et de tissus ne provoquent aucun affaiblissement appréciable des niveaux de perturbation de l'EUT. L'absorption d'humidité par certains matériaux (par exemple le bois et le nylon) peut, cependant, entraîner des pertes de transmission, qui sont particulièrement critiques si les niveaux de perturbation de l'EUT sont mesurés au travers de tels matériaux. Il convient de prendre soin que des particules conductrices déposées par l'air et de l'eau ou de la glace ne s'accumulent pas sur la structure ou dans les matériaux formant la structure. Il convient d'effectuer périodiquement des contrôles pour s'assurer de l'absence d'objets étrangers susceptibles de se déposer sur la structure et d'entraîner des erreurs de mesure.

Il convient d'utiliser un minimum de métal au-dessus du plan de sol. L'utilisation d'attaches en matière plastique ou en tissu est fortement recommandée. Il convient que tous les points d'ancrage, pieux, ou fondations similaires soient suffisamment éloignés de la zone d'essai pour ne pas affecter la mesure.

D.4.1 Montages internes

Il convient que tous les éléments de structure soient non réfléchissants. Il convient que tous les ventilateurs ou conduits de chauffage, de refroidissement ou de ventilation soient à l'extérieur de la zone d'essai ou à l'extérieur de la structure, à moins qu'ils ne soient faits de matériau non conducteur et qu'ils passent sous un plan de sol métallique ou largement au-dessous d'un plan de sol non métallique. Un contrôle de la température et de l'humidité peut être exigé au fonctionnement de l'appareil. Il convient que toute isolation ou fenêtre soit exempte de contre-plaqué ou encadrement métallique. Il convient également que les garde-fous ou escaliers soient non conducteurs s'ils sont situés au-dessus du plan de sol.

D.4.2 Taille

La taille d'une enceinte de protection contre les intempéries dépend de la taille de l'EUT et de la nécessité d'englober ou non l'antenne toute entière, ou uniquement la zone située au-dessus de l'EUT, la zone située au-dessus de l'appareil de mesure, ou la zone comprenant le positionneur d'antenne de réception et la plus grande partie de l'antenne de réception lorsqu'on effectue des mesures en polarisation verticale.

D.4.3 Stabilité dans le temps et aux conditions climatiques

Il est recommandé d'effectuer périodiquement des mesures de validation de l'emplacement afin de détecter toute anomalie provoquée par la dégradation de l'enceinte de protection contre les intempéries du fait des conditions climatiques (par exemple absorption d'humidité), ou de la contamination des matériaux de l'enceinte. Cette mesure vérifie également l'étalonnage du câblage RF et des instruments d'essai. Un intervalle de six mois est en général convenable, à moins que des signes physiques indiquent plus tôt une dégradation des matériaux, c'est-à-dire des variations de couleur des matériaux provoqués par des polluants transportés par l'air.

D.5 Table tournante et table d'essai

Afin de faciliter la mesure des niveaux de perturbations électromagnétiques sur toutes les faces de l'EUT, il est recommandé d'utiliser une table tournante et une table d'essai pour soutenir l'EUT. La table tournante comprend l'assemblage rotatif, et la table d'essai est utilisée pour le positionnement de l'EUT sur le site d'essai. Les trois configurations de table d'essai et de table tournante suivantes sont prises en compte dans le présent paragraphe.

- a) Pour les tables tournantes avec un assemblage rotatif situé au-dessous du niveau du sol, la surface tournante (dessus) doit être au niveau du plan de sol et y être connectée électriquement. Le dessus tournant supporte la table d'essai elle-même.
 - Pour les équipements de table, la hauteur de la table d'essai doit être de 0,8 m $\pm$ 0,01 m et la table d'essai est placée de telle sorte que son centre dans le plan horizontal se situe au centre de la table tournante, qui constitue l'unité effectuant la rotation. Pour la mesure de validation de l'emplacement, la table d'essai doit être enlevée.
 - Pour les équipements posés au sol, l'EUT doit être isolé de la surface conductrice de la table tournante (qui est au niveau du plan de sol). La hauteur du support isolant doit aller jusqu'à 0,15 m, ou comme exigé par le comité produit. L'utilisation d'un support isolant n'est pas exigée lorsque des roulettes non métalliques sont fournies avec le produit. Pour la mesure de validation de l'emplacement, le support isolant doit être enlevé.
- b) Pour les tables tournantes avec l'assemblage rotatif intégré dans la table d'essai et placé sur la table tournante (qui est au niveau du plan de sol) ou sur le plan de sol sans table

tournante, la table d'essai doit avoir, soit une hauteur de $0,8 \text{ m} \pm 0,01 \text{ m}$ pour un équipement de table, soit une hauteur n'excédant pas $0,15 \text{ m}$ pour un équipement posé au sol. Pour la mesure de validation de l'emplacement, la table d'essai doit être enlevée.

- c) Dans une FAR, la hauteur de la table d'essai de l'EUT n'est pas définie et dépend de la performance du matériau absorbant et du volume d'essai de la FAR. Pour les mesures de validation d'emplacement, la table d'essai doit être enlevée.

Il convient qu'un EUT/système incluant une table d'essai en tant que partie intégrante de la configuration en essai utilise la table d'essai fournie avec le système et non la table d'essai générique d'un emplacement d'essai.

D.6 Installation du mât de l'antenne de réception

Il convient de monter l'antenne de réception sur un support non conducteur permettant de la surélever entre 1 m et 4 m pour la mesure à des distances inférieures ou égales à 10 m , et entre 1 m et 4 m ou entre 2 m et 6 m pour des distances supérieures à 10 m . Le câble doit être connecté au symétriseur de l'antenne de telle façon que pour les antennes à polarisation horizontale, le câble soit orthogonal à l'axe des éléments de l'antenne à toutes les hauteurs d'antenne, afin de conserver la symétrie par rapport au sol.

Il convient que le câble sortant du symétriseur de l'antenne de réception tombe verticalement jusqu'au plan de sol à environ 1 m , ou plus, à l'arrière de l'antenne de réception. A partir de ce point, il convient de maintenir le câble sur le plan de sol ou en dessous, de façon à ne pas perturber la mesure. Il convient que le câble entre l'antenne et le récepteur de mesure soit aussi court que possible pour garantir des niveaux de signaux reçus acceptables à $1\,000 \text{ MHz}$.

Pour les antennes du type doublet à polarisation verticale, il convient que le câble de connexion au récepteur de mesure soit maintenu horizontal, c'est-à-dire parallèle au plan de sol, sur une distance d'environ 1 m , ou plus, à l'arrière de l'antenne de réception (en s'éloignant de l'EUT) avant de descendre sur le plan de sol. Un bras d'antenne d'environ 1 m de longueur est suffisant. Le cheminement du reste du câble vers le récepteur de mesures se fait de la même façon que dans le cas de l'antenne à polarisation horizontale.

Dans les deux cas, il convient que le facteur d'antenne ne soit pas affecté par la présence des positionneurs d'antenne et par la disposition du câble coaxial fixé à l'antenne.

Annexe E
(xxx)

(Vide)

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of CISPR 16-1-4:2019+AMD1:2020+AMD2:2023 CSV

Annexe F (informative)

Fondement du critère des ± 4 dB pour l'acceptabilité d'un emplacement (voir Article 6)

F.1 Généralités

La présente annexe décrit le fondement du critère d'acceptabilité des ± 4 dB pour les mesures d'affaiblissement normalisé de l'emplacement (NSA) et de la méthode de site de référence (RSM), exigées en 6.4.

F.2 Analyse des erreurs

L'analyse des erreurs dans le Tableau F.1 s'applique aux méthodes de mesure du NSA données en 6.4. Les erreurs totales estimées sont la base du critère de ± 4 dB pour l'acceptabilité de l'emplacement, comprenant une incertitude de mesure d'environ 3 dB et 1 dB supplémentaire pour prendre en compte les imperfections de l'emplacement.

Le bilan d'erreur du Tableau F.1 ne comprend pas les incertitudes de stabilité d'amplitude du générateur de signaux, du générateur de poursuite ou de tout amplificateur pouvant être utilisé, et ne comprend pas non plus les erreurs potentielles de la technique de mesure. Le niveau de sortie de la plupart des générateurs de signaux et de poursuite dérive en fonction du temps et de la température, et le gain d'un grand nombre d'amplificateurs dérive lorsque la température varie. Il est impératif que ces sources d'erreurs soient maintenues à un niveau négligeable, ou soient corrigées lors des mesures, faute de quoi l'emplacement peut ne pas satisfaire aux critères d'acceptabilité uniquement pour des raisons liées aux instruments.

Tableau F.1 – Bilan d'erreur

Composante d'erreur	Méthode de mesure	
	Méthode de la fréquence discrète	Méthode par balayage de fréquence
	dB	dB
Facteur d'antenne (Tx) ^a	± 1	± 1
Facteur d'antenne (Rx) ^a	± 1	± 1
Voltmètre	0	$\pm 1,6^b$
Atténuateur	± 1	0
Imperfections de l'emplacement	± 1	± 1
Totaux	± 4	$\pm 4,6$
^a Aux fréquences supérieures à 800 MHz, les erreurs de F_a peuvent approcher $\pm 1,5$ dB.		
^b Extrait du manuel d'utilisation.		

En prenant comme exemple les instructions d'utilisation de certains analyseurs de spectre automatiques, si tout est fait pour éliminer ou compenser autant que possible chacune des erreurs potentielles, les erreurs d'amplitude résiduelles sont:

- 1) $\pm 0,2$ dB d'incertitude de l'étalonnage,
- 2) $\pm 1,0$ dB de platitude de la réponse en fréquence,
- 3) $\pm 1,0$ dB pour la commutation de l'atténuateur d'entrée,

4) $\pm 0,4$ dB d'incertitude sur le gain RF et en fréquence intermédiaire.

Cela donne une erreur potentielle totale de $\pm 2,6$ dB, qui ne comprend pas la dérive en température de $\pm 0,05$ dB/K. Dans la pratique, lorsqu'on effectue des mesures du type par substitution, les erreurs associées à la platitude de la réponse en fréquence et à la commutation de l'atténuateur d'entrée sont en général 1 dB plus faibles, de sorte que la bande d'erreur totale de l'analyseur de spectre, utilisé en voltmètre à deux bornes, est de $\pm 1,6$ dB ou meilleure, valeur utilisée au Tableau F.1.

Un grand nombre d'atténuateurs ont une précision absolue très inférieure, mais certains sont meilleurs. Le bilan d'erreur total peut donc être augmenté ou diminué pour les mesures discrètes. Si un atténuateur externe est utilisé avec un analyseur de spectre automatique dans les mesures par balayage de fréquence, ce bilan d'erreur est également augmenté.

Ces bilans d'erreur ne tiennent pas compte des erreurs de dérive dans le temps et en température du gain, du niveau de sortie, ou de la réponse en amplitude des appareils d'essai. De telles erreurs peuvent exister et des précautions doivent être prises pour les éviter en effectuant les mesures le plus rapidement possible.

Dans la pratique, les erreurs prises en compte dans la discussion précédente sont rarement toutes dans le même sens. Un emplacement bien construit et bien situé peut satisfaire au critère des ± 4 dB tout en présentant une variation d'anomalie de l'emplacement supérieure à ± 1 dB par rapport à la situation idéale.

Annexe G

(informative)

Exemples de bilans d'incertitude pour la validation d'emplacement d'un COMTS à l'aide de la RSM avec une paire d'antennes étalonnées (voir 6.6)

G.1 Grandeurs à étudier pour l'étalonnage de l'affaiblissement de site de référence avec une paire d'antennes à l'aide de la technique de moyennage

Le mesurande A_{APR} est calculé selon l'Equation (G.1) et un exemple de budget d'incertitude est indiqué dans le Tableau G.1.

$$A_{APR} = V_{DIRECT} - V_{SITE} + \delta V_{M1} + \delta V_{M2} + \delta V_{M3} + \delta V_{SDAPR} + \delta V_{NL} + \delta V_{NF} + \delta V_{SRTX} + \delta V_{SRRX} + \delta V_{AM} \quad (G.1)$$

Tableau G.1 – Etalonnage de l'affaiblissement de site de référence avec une paire d'antennes à l'aide de la technique de moyennage sur un OATS de grandes dimensions

Grandeur d'entrée X_i	Incertaince sur x_i		$u(x_i)$	c_i	$c_i u(x_i)$
	dB	Fonction de distribution de probabilité	dB		dB
Valeur du récepteur V_{DIRECT}	$\pm 0,5$	Rectangulaire	0,29	1	0,29
Valeur du récepteur V_{SITE}	$\pm 0,5$	Rectangulaire	0,29	1	0,29
Désadaptation:					
générateur-récepteur δV_{M1}	$\pm 0,1$	En forme de U	0,07	1	0,07
générateur-antenne δV_{M2}	$\pm 0,2$	En forme de U	0,14	1	0,14
antenne-récepteur δV_{M2}	$\pm 0,2$	En forme de U	0,14	1	0,14
Ecart type de l' A_{APR} moyen δV_{SDAPR}	$\pm 0,6$	Normale ($k = 1$)	0,6	1	0,6
Corrections du récepteur:					
Non linéarité δV_{NL}	$\pm 0,1$	Normale ($k = 2$)	0,05	1	0,05
Proximité du bruit fond δV_{NF}	$\pm 0,0$	Normale ($k = 2$)	0	1	0
Rayonnement secondaire du câble d'antenne:					
Antenne d'émission δV_{SRTX}	$\pm 0,3$	Rectangulaire	0,17	1	0,17
Antenne de réception δV_{SRRX}	$\pm 0,3$	Rectangulaire	0,17	1	0,17
Mât d'antenne δV_{AM}	$\pm 0,15$	Rectangulaire	0,09	1	0,09

L'incertitude étendue est: $U = 2 u_c(A_{APR}) = 1,37$ dB.

G.2 Grandeurs à étudier pour l'étalonnage de l'affaiblissement de site de référence avec une paire d'antennes à l'aide d'un REFTS

Le mesurande A_{APR} est calculé selon l'Equation (G.2) et un exemple de budget d'incertitude est indiqué dans le Tableau G.2.

$$A_{APR} = V_{DIRECT} - V_{SITE} + \delta V_{M1} + \delta V_{M2} + \delta V_{M3} + \delta V_{REFTS} + \delta V_{NL} + \delta V_{NF} + \delta V_{SRTX} + \delta V_{SRRX} + \delta V_{AM} \quad (G.2)$$

Tableau G.2 – Etalonnage de l'affaiblissement de site de référence avec une paire d'antennes à l'aide du REFTS

Grandeur d'entrée X_i	Incertainitude sur x_i		$u(x_i)$	c_i	$c_i u(x_i)$
	dB	Fonction de distribution de probabilité	dB		dB
Valeur du récepteur V_{DIRECT}	$\pm 0,5$	Rectangulaire	0,29	1	0,29
Valeur du récepteur V_{SITE}	$\pm 0,5$	Rectangulaire	0,29	1	0,29
Désadaptation:					
générateur-récepteur δV_{M1}	$\pm 0,1$	En forme de U	0,07	1	0,07
générateur-antenne δV_{M2}	$\pm 0,2$	En forme de U	0,14	1	0,14
antenne-récepteur δV_{M2}	$\pm 0,2$	En forme de U	0,14	1	0,14
Influence du REFTS δV_{REFTS}	$\pm 1,0$	Rectangulaire	0,58	1	0,58
Corrections du récepteur:					
Non linéarité δV_{NL}	$\pm 0,1$	Normale ($k = 2$)	0,05	1	0,05
Proximité du bruit fond δV_{NF}	$\pm 0,0$	Normale ($k = 2$)	0	1	0
Rayonnement secondaire du câble d'antenne:					
Antenne d'émission δV_{SRTX}	$\pm 0,3$	Rectangulaire	0,17	1	0,17
Antenne de réception δV_{SRRX}	$\pm 0,3$	Rectangulaire	0,17	1	0,17
Mât d'antenne δV_{AM}	$\pm 0,15$	Rectangulaire	0,09	1	0,09

L'incertitude étendue est: $U = 2 u_c(A_{APR}) = 1,34$ dB.

G.3 Grandeurs à étudier pour la validation du COMTS à l'aide de l'affaiblissement de site de référence avec une paire d'antennes

Le mesurande ΔA_s est calculé selon l'Equation (G.3) et un exemple de budget d'incertitude est indiqué dans le Tableau G.3.

$$\Delta A_s = V_{\text{DIRECT}} - V_{\text{SITE}} - A_{\text{APR}} + \delta V_{M1} + \delta V_{M2} + \delta V_{M3} + \delta V_{NL} + \delta V_{NF} + \delta V_{\text{SRTX}} + \delta V_{\text{SRRX}} \quad (\text{G.3})$$

Tableau G.3 – Validation du COMTS à l'aide de l'affaiblissement de site de référence avec une paire d'antennes

Grandeur d'entrée X_i	Incertitude sur x_i		$u(x_i)$	c_i	$c_i u(x_i)$
	dB	Fonction de distribution de probabilité	dB		dB
Valeur du récepteur V_{DIRECT}	$\pm 0,5$	Rectangulaire	0,29	1	0,29
Valeur du récepteur V_{SITE}	$\pm 0,5$	Rectangulaire	0,29	1	0,29
SA de référence avec une paire d'antennes A_{APR}	$\pm 1,4$	Normale ($k = 2$)	0,7	1	0,7
Désadaptation:					
générateur-récepteur δV_{M1}	$\pm 0,1$	En forme de U	0,07	1	0,07
générateur-antenne δV_{M2}	$\pm 0,2$	En forme de U	0,14	1	0,14
antenne-récepteur δV_{M2}	$\pm 0,2$	En forme de U	0,14	1	0,14
Corrections du récepteur:					
Non linéarité δV_{NL}	$\pm 0,1$	Normale ($k = 2$)	0,05	1	0,05
Proximité du bruit fond δV_{NF}	$\pm 0,0$	Normale ($k = 2$)	0	1	0
Rayonnement secondaire du câble d'antenne:					
Antenne d'émission δV_{SRTX}	$\pm 0,3$	Rectangulaire	0,17	1	0,17
Antenne de réception δV_{SRRX}	$\pm 0,3$	Rectangulaire	0,17	1	0,17

L'incertitude étendue est: $U = 2 u_c(\Delta A_s) = 1,54$ dB.

Annexe H (informative)

Définition de l'incertitude de mesure de la réponse de polarisation croisée

H.1 Généralités

Le paragraphe 4.5.5 du présent document décrit la méthode de mesure de la réponse de polarisation croisée (XPR – *cross-polar response*) pour des antennes présentant une conception de type LPDA. La présente annexe définit et décrit les sources d'incertitude liées à ce mesurage et fournit des exemples d'estimation de l'incertitude.

Les estimations d'incertitude fournies dans la présente annexe sont déterminées sur la base d'une antenne LPDA (ou hybride) placée dans une FAR, dont les composants sont orientés le long de l'axe vertical (c'est-à-dire en PV), pour des fréquences supérieures à 100 MHz. Une FAR est réputée offrir les conditions les plus appropriées pour ce mesurage. Toutefois, l'analyse de l'incertitude peut être adaptée à d'autres installations, telles qu'un OATS ou une SAC. L'estimation de l'incertitude s'applique lors de l'utilisation d'une antenne doublet (de moins de 1 GHz) ou d'une antenne cornet à polarisation linéaire (de plus de 1 GHz) comme antenne de réception (antenne Rx, désignée par "R"). Pour de meilleurs résultats, il convient de balayer la fréquence de 30 % à 150 % de la fréquence accordée du doublet. L'analyse utilise des termes de rapport linéaire, car l'incertitude finale est toujours asymétrique pour de faibles signaux en polarisation croisée -.

L'AUT (antenne d'émission, désignée par "T") génère un champ primaire (à polarisation verticale) (E_x) et un champ secondaire en polarisation croisée (à polarisation horizontale) (E_y). E_{ISO} représente ici l'intensité de champ qui est générée par une source à polarisation linéaire parfaite avec le gain unitaire d'une antenne isotrope conformément à l'Équation (H.1) et l'Équation (H.2).

$$E_x = \sqrt{G_T} \times \sqrt{\frac{\eta_0 P_T}{4\pi d^2}} = \sqrt{G_T} \times E_{ISO} \quad (H.1)$$

$$E_y = \frac{\sqrt{G_T}}{A_{xpT}} \times E_{ISO} \quad (H.2)$$

où

G_T est le gain de l'antenne d'émission (AUT);

η_0 est l'impédance d'espace libre;

P_T est la puissance d'émission;

d est la distance entre les antennes.

NOTE 1 Le mesurage de la XPR en 4.5.5 décrit de façon arbitraire l'AUT en tant qu'antenne Rx en PV. Pour des antennes passives, l'utilisation de l'AUT en tant qu'antenne Tx ne modifie pas les principes de l'analyse de l'incertitude. Les termes "copolarisation" et "polarisation croisée" référencés dans la présente annexe se rapportent à une PV et à une PH respectivement. L'AUT peut également être utilisée en PH, auquel cas les termes "copolarisation" et "polarisation croisée" font référence à une PH et à une PV. La PV se rapporte ici à l'axe x de la chambre (par exemple, FAR) et la PH à l'axe y de la chambre.

En théorie, E_x et E_y sont déterminés uniquement par les propriétés de l'AUT. Cependant, les imperfections de l'antenne de réception et de l'emplacement d'essai (par exemple, FAR) créent des sources d'incertitude. La XPR (A_{xp}) de chaque antenne est définie par le rapport d'intensité du champ associé (voir l'Équation (H.3) pour l'antenne d'émission AUT):

$$A_{xpT} = \frac{E_x}{E_y} \quad (H.3)$$

$$\Phi_{aCx} = A_{xpR} \times \Phi_{aCo} \quad (H.4)$$

où Φ_{aCo} et Φ_{aCx} de l'Équation (H.4) sont des facteurs d'antenne linéaires ($F_{aCo} = 20\lg\Phi_{aCo}$ et $F_{aCx} = 20\lg\Phi_{aCx}$ sont les facteurs d'antenne (en dB) de l'antenne de réception non théorique (A_{xpR} renvoie au facteur d'antenne de réception étalonnée et représente également un rapport linéaire).

NOTE 2 En prenant pour hypothèse qu'il n'existe qu'une seule composante d'intensité de champ E_x , la tension de sortie de l'antenne de réception copolarisée est alors constituée des deux composantes $V_{Co} = E_x/\Phi_{aCo}$ et $V_{Cx} = E_x/\Phi_{aCx}$.

Une matrice d'erreur est définie pour la chambre anéchoïque pour établir le lien entre les intensités réelles du champ électrique et l'intensité théorique du champ de l'AUT. Les termes de la matrice sont décrits sous la forme d'erreurs qui, en principe, correspondent à des valeurs déterministes liées aux ondes stationnaires et à la diffusion en polarisation croisée dans la chambre à chaque fréquence. Cette analyse traite ces termes comme des éléments contribuant à une incertitude statistique d'antenne à large bande, car les mesurages des termes de cette matrice présentent des incertitudes. Ces mêmes termes dépendent à la fois de la fréquence et de l'emplacement à l'intérieur de la chambre.

$$\begin{bmatrix} E_x \\ E_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1+\delta_{xx} & \delta_{xy} \\ \delta_{yx} & 1+\delta_{yy} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ 1/A_{xpT} \end{bmatrix} \times \sqrt{G_T} \times E_{ISO} \quad (H.5)$$

Les termes d'erreur de la chambre décrivent les réflexions, ajoutant une incertitude soit dans la même polarisation que les intensités d'origine du champ de l'AUT (c'est-à-dire δ_{xx} et δ_{yy}), soit dans l'autre polarisation (c'est-à-dire δ_{xy} et δ_{yx}). Cette analyse considère les composantes du champ de telle sorte que même une source de champ électrique à polarisation linéaire pure génère une petite composante le long de l'axe de polarisation croisée.

Les termes d'erreur de la chambre sont:

δ_{xx} pour les réflexions murales en VP résultant de l'intensité réelle du champ en copolarisation, qui contribuent à E_x ;

δ_{xy} pour les réflexions murales en VP résultant de l'intensité réelle du champ en polarisation croisée, qui contribuent à E_x ;

δ_{yy} pour les réflexions murales en HP résultant de l'intensité réelle du champ en polarisation croisée, qui contribuent à E_y ;

δ_{yx} pour les réflexions murales en HP résultant de l'intensité réelle du champ en copolarisation, qui contribuent à E_x ;

L'Équation (H.6) et l'Équation (H.7) définissent l'intensité réelle de champ produite à la position de l'antenne Rx. Cette intensité de champ est mesurée dans deux polarisations par rotation de l'antenne Rx. L'intensité de champ de l'AUT est dérivée de l'expression de l'intensité du champ électrique de l'Équation (H.5):

$$E_x \approx \sqrt{G_T} \times E_{ISO}(1 + \delta_{xx}) \quad (H.6)$$

$$E_y = \sqrt{G_T} \times E_{ISO} \left(\delta_{yx} + \frac{1 + \delta_{yy}}{A_{xpT}} \right) \quad (H.7)$$

Dans l'Équation (H.6), le terme de second ordre ($\delta_{xy} \times \sqrt{G_T} \times E_{ISO} / A_{xpT}$) est ignoré, car il est négligeable. La tension V_{Co} correspond à la tension de sortie de l'antenne de réception lorsqu'elle est copolarisée. De la même manière, la tension V_{Cx} représente la tension de sortie de l'antenne de réception lors de sa rotation pour passer d'une position de copolarisation à une position de polarisation croisée (PV à PH). L'Équation (H.6) et l'Équation (H.7) indiquent clairement que la XPR mesurée dépend de l'amplitude des termes de polarisation croisée, selon l'Équation (H.8).

$$\begin{bmatrix} V_{Co} \\ V_{Cx} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/\Phi_{aCo} & 1/\Phi_{aCx} \\ 1/\Phi_{aCx} & 1/\Phi_{aCo} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_x \\ E_y \end{bmatrix} = \frac{1}{\Phi_{aCo}} \begin{bmatrix} 1 & 1/A_{xpR} \\ 1/A_{xpR} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_x \\ E_y \end{bmatrix} \quad (H.8)$$

La tension reçue est calculée, en prenant pour hypothèse que les termes d'erreur de la chambre ne sont pas corrélés, et les termes de second ordre sont supprimés si la valeur type du diviseur est élevée [c'est-à-dire que A_{xpR} est > 20 (sans dimension)], selon l'Équation (H.9) et l'Équation (H.10):

$$V_{Co} \approx \frac{E_x}{\Phi_{aCo}} = \frac{\sqrt{G_T} \times E_{ISO}}{\Phi_{aCo}} (1 + \delta_{xx}) \quad (H.9)$$

$$V_{Cx} = \frac{\sqrt{G_T} \times E_{ISO}}{A_{xpT} \times \Phi_{aCo}} \times \left(1 \pm \delta_{yy} \pm [A_{xpT} \times \delta_{yx}] + \left[\frac{A_{xpT}}{A_{xpR}} \right] \times (1 \pm \delta_{xx}) \right) \quad (H.10)$$

Les termes de delta de la chambre (δ_{xx} etc.) apparaissent sous forme d'oscillations dépendant de la fréquence (fréquence d'environ 0 dB). Sur une large plage de fréquences, ils peuvent, pour cette analyse, être considérés comme des contributions aléatoires avec une PDF symétrique. Le terme A_{xpT}/A_{xpR} , est associé à une augmentation de la valeur mesurée V_{Cx} en raison de la désadaptation de polarisation entre l'antenne d'émission et l'antenne de réception. Ce terme a une PDF asymétrique. Toutefois, à des fins d'essais aux limites, la partie appropriée de la PDF est finie, le signe indiquant l'augmentation la plus défavorable effective de la valeur V_{Cx} . Cette disposition réduit le rapport mesuré A_{xpT} , avec représentation, pour des raisons de simplicité, sous forme de terme systématique dans le bilan d'incertitude.

La XPR, y compris son incertitude, est ensuite calculée en utilisant les tensions obtenues dans l'Équation (H.9) et l'Équation (H.10), selon l'Équation (H.11) et l'Équation (H.12).

$$A_{xpT \text{ meas}} = \frac{V_{Co}}{V_{Cx}} \quad (\text{H.11})$$

$$a_{xpT \text{ meas}} = 20 \lg \left(\frac{V_{Co}}{V_{Cx}} \right) \text{ en dB} \quad (\text{H.12})$$

La justification H5) en H.3 comporte des remarques concernant les termes de l'Équation (H.9) et de l'Équation (H.10), ainsi que la matrice d'erreur de la chambre.

H.2 Exemple d'estimation de l'incertitude

L'exemple présenté dans le Tableau H.1 consiste à mesurer une XPR réelle de 22 dB (rapport linéaire de 12,6), avec une antenne doublet présentant une XPR similaire à celle d'une antenne cornet à double strie. Puisque le mesurage de la XPR dépend des performances de la chambre, il est essentiel de calculer la moyenne de plusieurs mesurages à différents emplacements, en particulier dans une chambre qui présente de faibles performances. Cet exemple définit par hypothèse trois mesurages. Aussi, pour une contribution de Type A, l'incertitude de la valeur moyenne est obtenue par l'écart type divisé par $\sqrt{3}$.

Les termes de réflexion de la chambre sont associés aux termes d'erreur de l'Équation (H.9) et de l'Équation (H.10). Les valeurs définies par hypothèse pour l'incertitude de la chambre et de l'antenne de réception sont données dans le Tableau H.1, avec un facteur supplémentaire de 0,5 appliqué au terme de polarisation croisée (la valeur de 0,5 est une estimation soumise à réduction après analyse plus complète). L'incertitude provenant des erreurs de la chambre peut être estimée à partir des mesurages d'évaluation de la chambre.

Tableau H.1 – Exemple d'estimation de l'incertitude pour le mesurage de la XPR dans une FAR avec des valeurs $a_{xpT} = 22$ dB, $a_{xpR} = 34$ dB définies par hypothèse

Grandeur d'entrée ^a X_i	Incertaince de X_i			$u(x_i)$	Sensibilité c_i	$c_i u(x_i)$
	dB	linéaire	PDF	linéaire	Moyenne de 3 mesurages	pour A_{xpT}
Indication du VNA, copolarisation ^{H1)}	0,08	0,009 3	normal, $k = 1$	0,009 3	0,577	0,005 3
Indication du VNA, polarisation croisée non linéaire ^{H1)}	0,08	0,009 3	normal, $k = 1$	0,009 3	0,577	0,005 3
Désalignement de l'antenne (2°) ^{H2)}		0,035 0	rectangulaire	0,020 2	0,577	0,011 7
Incertaince de distance (1 cm) ^{H3)}		0,005 0	rectangulaire	0,002 9	0,577	0,001 7
Dépolarisation de l'AUT due à l'environnement ^{H4)}	0,1	0,011 6	rectangulaire	0,006 7	1	0,006 7
Dépolarisation de l'antenne Rx due à l'environnement ^{H4)}	0,1	0,011 6	rectangulaire	0,006 7	1	0,006 7
Réflexion de la chambre, $\delta_{xx} = 0,056$ ^{H5)}		0,056 0	triangulaire	0,022 9	0,577	0,013 2
A_{xpT}/A_{xpR} ^{H5)}		0,251 5	rectangulaire	0,145 2	1	0,145 2
δ_{yy}		0,056 0	triangulaire	0,022 9	0,577	0,013 2
$(A_{xpT}/A_{xpR}) \times \delta_{xx}$		0,014 1	triangulaire	0,005 7	0,577	0,003 3
$A_{xpT} \times \delta_{yx}$ (avec un facteur de 0,5)		0,352 8	triangulaire	0,144 0	0,577	0,083 2
Incertaince type composée u_c					$k = 1$	0,169 2
Incertaince élargie ku_c ^{H6)}					$k = 1,64$	0,277 6
Incertaince élargie en dB			$20\lg(1/[1+ku_c])$		$k = 1,64$	-2,13

^a Les notes de pied de page, par exemple ^{H1)}, renvoient aux informations détaillées de la justification énumérées en H.3.

H.3 Justification des estimations des grandeurs d'entrée données dans le Tableau H.1 et le Tableau H.3

- H1) Par hypothèse, l'incertaince d'indication d'un VNA est de 0,08 dB, sur la base des essais de répétabilité de Type A. Cette valeur reflète également l'incertaince due à la non-linéarité du VNA, qui affecte la différence entre les deux indications.
- H2) Si θ est l'angle de désalignement, alors $\delta E \propto \sin \theta \approx \theta \times (\pi/180)$, où θ est mesuré en degrés.
- H3) $\delta E \propto \delta d/d$ évalué pour δd = incertaince de 1 cm sur la plage $d = 200$ cm, avec rotation de l'AUT.
- H4) La proximité des parois de la chambre peut influencer la pureté de polarisation de l'AUT et de l'antenne Rx. Le terme "dépolarisation" désigne une variation (partielle) de polarisation, par exemple, par des effets de réflexion ou phénomènes similaires.
- H5) Les termes de delta dans la matrice d'erreur de la chambre peuvent être égaux dans les conditions les plus défavorables, ce qui implique que la distribution de l'incertaince de l'intensité du champ électrique est égale dans les deux polarisations, même si la source est à polarisation linéaire. Comme il est peu probable que ceci se vérifie pour une chambre plus performante équipée de bons absorbants, les termes δ_{yx} et δ_{xy} peuvent être réduits (une valeur de moitié est définie par hypothèse). Dans l'estimation de l'incertaince, un facteur PDF de $\sqrt{6}$ (triangulaire) est défini par hypothèse pour les incertitudes de la chambre sur la base d'une estimation initiale selon laquelle les réflexions de la chambre sont plus susceptibles d'être quasiment nulles (voir le texte suivant l'Équation (H.9) et l'Équation (H.10) en H.1).

Les termes d'erreur dans l'Équation (H.9) et l'Équation (H.10) indiquent la corrélation entre les intensités réelles du champ électrique et la XPR mesurée. Dans le Tableau H.1 et le Tableau H.3, il est intéressant de comprendre à quoi se rapportent les termes dominants. Le terme A_{xpT}/A_{xpR} se rapporte à la limite fondamentale du mesurage, c'est-à-dire à la XPR de l'antenne de réception, sous la forme d'un rapport du niveau XPR mesuré. Par ailleurs, le calcul de la moyenne de plusieurs mesurages n'améliore pas le résultat parce qu'il s'agit d'une incertitude systématique. Le terme $A_{xpT} \times \delta_{yx}$ se rapporte à l'erreur de polarisation croisée de la chambre, qui fait apparaître un champ à copolarisation comme étant à polarisation- croisée. Dans une chambre de bonne qualité, ce terme est réputé correspondre à la moitié de l'erreur de copolarisation et il est probable que cette valeur soit encore moindre dans le cas d'antennes directives.

Jusqu'ici, toutes les données de performances de la chambre dans cette estimation de l'incertitude reposent sur des hypothèses. Aucune méthode d'essai spécifique ou de validation sur site n'a encore été développée. Les erreurs directes δ_{xx} et δ_{yy} peuvent être dérivées du NSA ou des résultats de mesure de S_{VSWR} . Les termes de polarisation croisée δ_{yx} et δ_{xy} peuvent alors être estimés. La présente annexe peut être révisée après une plus grande expérience. Noter l'importance d'utiliser au moins trois moyennes prises à différents emplacements de la FAR, ce qui réduit les termes de Type A et permet de considérer les réflexions de la chambre plus comme des composantes aléatoires, appliquées à chaque point de données, que comme des composantes systématiques associées à des emplacements précis. Un OATS est soumis à un seul mesurage. En règle générale, un OATS est réputé meilleur qu'une FAR avec un bon matériau absorbant et une FAR de grandes dimensions est réputée meilleure qu'une FAR de petites dimensions.

- H6) Étant donné que l'exigence spécifiée en 4.5.5 est $A_{xp} > 20$ dB, il est possible de démontrer que celle-ci est satisfaite avec un niveau de confiance de 95 % si la condition $A_{xpT \text{ meas}}/(1 + 1,64u_c) > 10$ (ou 20 dB) s'applique. Le facteur d'élargissement $k = 1,64$ (plutôt que $k = 2$) s'applique pour une distribution de probabilité unilatérale (la valeur $k = 2$ est une approximation largement acceptée pour la valeur bilatérale exacte $k = 1,96$).

NOTE Le rapport mesuré de l'Équation (H.11) indique que le résultat est plus sensible à l'incertitude au niveau du dénominateur, qui représente une tension plus faible. Lorsque la valeur V_{Cx} est réduite par l'incertitude de mesure, le rapport final est alors très élevé, ce qui n'est toutefois pas important. Dans le cas des essais aux limites par rapport à une exigence concernant une valeur minimale A_{xpT} , l'incertitude positive la plus grande de la valeur V_{Cx} est utilisée de manière à réduire le rapport final. Ainsi, l'incertitude la plus défavorable, en tant que calcul approché raisonnable, s'établit à $(1/[1+k u_c])$, cette valeur variant avec différentes valeurs de $A_{xpT \text{ meas}}$. Une valeur $A_{xpT \text{ meas}}$ de 12,6 a été prise pour hypothèse dans le Tableau H.1, donnant $A_{xpT95\%} = 12,6/(1+0,277 \cdot 6) = 9,86$, ce qui équivaut à (22 dB – 2,13 dB).

L'analyse démontre que le facteur le plus influent est la relation A_{xpT}/A_{xpR} , et qu'il est préférable d'utiliser une bonne chambre pour un mesurage exact de la XPR. Le Tableau H.2 donne un exemple de l'évolution de l'incertitude en fonction de la valeur XPR de l'AUT, pour des propriétés d'antennes de réception fixes. En utilisant les valeurs données dans l'exemple pratique, il en résulte qu'une XPR mesurée de 22 dB indique une probabilité de 95 % que la valeur vraie soit supérieure à 19,87.

Pour une meilleure antenne de réception ($a_{xpR} = 40$ dB) et une chambre optimisée ($\delta_{xx} = \delta_{yy} = 0,028$ et $\delta_{yx} = 0,014$), la valeur limite efficace est améliorée. L'amélioration de l'incertitude est de $20 \lg(1/[1+1,64 u_c]) = -1,16$ dB, auquel cas une valeur XPR mesurée de 22 dB indique une probabilité de 95 % que la valeur vraie soit supérieure à 20,84 dB.

Tableau H.2 – Incertitudes dépendant des autres valeurs de A_{xpT} (autres hypothèses que celles retenues dans le Tableau H.1)

a_{xpT}/dB	A_{xpT}	$20\lg(1/[1+1,64u_c])/dB$
10	3,2	-0,68
13	4,5	-0,88
16	6,3	-1,16
18	7,9	-1,42
20	10,0	-1,74
22	12,6	-2,13
24	15,8	-2,59

H.4 Mesurage de la XPR en dessous de 100 MHz sur un OATS

Lorsque des chambres anéchoïques présentent de faibles performances en dessous de 100 MHz, la XPR peut être mesurée sur un OATS où les antennes sont placées à une hauteur importante au-dessus du plan de masse. Dans ce cas, les termes d'erreur δ_{yx} et δ_{xy} sont réputés négligeables. Le Tableau H.3 démontre cette hypothèse pour un mesurage à une hauteur de 6 m et à une distance de 3 m (exemple).

Tableau H.3 – Exemple d'estimation de l'incertitude pour un mesurage de la XPR sur un OATS avec des valeurs $a_{xpT} = 22 \text{ dB}$, $a_{xpR} = 34 \text{ dB}$ définies par hypothèse

Grandeur d'entrée ^a X_i	Incertitude de X_i			$u(x_i)$	Sensibilité c_i	$c_i u(x_i)$
	dB	δ linéaire	PDF	linéaire	1 mesurage	pour A_{xpT}
Indication du VNA, copolarisation ^{H1)}	0,08	0,009 3	normal, $k = 1$	0,009 3	1	0,009 3
Indication du VNA, polarisation croisée non linéaire ^{H1)}	0,08	0,009 3	normal, $k = 1$	0,009 3	1	0,009 3
Désalignement de l'antenne (2°) ^{H2)}		0,035 0	rectangulaire	0,020 2	1	0,020 2
Incertitude de distance (2 cm sur une plage de 3 m) ^{H3)}		0,007 0	rectangulaire	0,004 0	1	0,004 0
Dépolarisation de l'AUT due à l'environnement ^{H4)}	0,1	0,011 6	rectangulaire	0,006 7	1	0,006 7
Dépolarisation de l'antenne Rx due à l'environnement ^{H4)}	0,1	0,011 6	rectangulaire	0,006 7	1	0,006 7
Réflexion du mât d'antenne, $\delta_{xx} = 0,034$ ^{H5)}		0,034 0	triangulaire	0,013 9	1	0,013 9
A_{xpT}/A_{xpR} ^{H5)}		0,251 5	rectangulaire	0,145 2	1	0,145 2
A_{yy}		0,034 0	triangulaire	0,013 9	1	0,013 9
$(A_{xpT}/A_{xpR}) \times \delta_{xx}$		0,008 6	triangulaire	0,003 5	1	0,003 5
Incertitude type composée u_c					$k = 1$	0,148 9
Incertitude élargie ku_c ^{H6)}					$k = 1,64$	0,244 2
Incertitude élargie en dB			$20\lg(1/[1+ku_c])$		$k = 1,64$	-1,90

^a Les notes de pied de page, par exemple ^{H1)}, renvoient aux informations détaillées de la justification énumérées en H.3.

Annexe I (informative)

Incertitudes de mesure des résultats de validation du COMTS dans la plage de fréquences de 9 kHz à 30 MHz

I.1 Grandeurs à prendre en compte pour la validation du COMTS à l'aide de la méthode NSIL

Le mesurande ΔA_i est calculé selon l'Équation (I.1), avec les symboles décrits dans le Tableau I.1:

$$\Delta A_i = V_{\text{DIRECT}} - V_{\text{SITE}} - (F_{\text{aH,T}} + F_{\text{aH,R}}) - A_{\text{Ni}} + \delta V_{\text{ISO}} + \delta V_{\text{M1}} + \delta V_{\text{M2}} + \delta V_{\text{M3}} + \delta A_{\text{POW}} + \delta V_{\text{RAD}} + \delta V_{\text{TAD}} + \delta V_{\text{SRTX}} + \delta V_{\text{SRRX}} + \delta V_{\text{PD}} + \delta V_{\text{PH}} + \delta V_{\text{PVA}} + \delta V_{\text{PLA}} \quad (\text{I.1})$$

Tableau I.1 – Exemple de bilan d'incertitude de mesure pour la validation du COMTS à l'aide de la méthode NSIL

Grandeur d'entrée	X_i	Incertitude sur x_i		$u(x_i)$	c_i	$ c_i u(x_i) $
		dB	Fonction de distribution de probabilité	dB		dB
Valeur de VNA ¹	V_{DIRECT}	±0,01	Rectangulaire	0,006	1	0,006
Valeur de VNA ²	V_{SITE}	±0,5	Rectangulaire	0,289	–1	0,289
Isolation ³	δV_{ISO}	±0,01	Rectangulaire	0,006	1	0,006
Facteur d'antenne à champ magnétique Tx ⁴	$F_{\text{aH,T}}$	±0,6	Normale ($k = 2$)	0,3	–1	0,3
Facteur d'antenne à champ magnétique Rx ⁴	$F_{\text{aH,R}}$	±0,6	Normale ($k = 2$)	0,3	–1	0,3
Valeurs de NSIL ⁵	A_{Ni}	±0,1	Normale ($k = 2$)	0,05	–1	0,05
Désadaptation:						
Amplificateur – Atténuateur – Accès 2 ⁶	δV_{M1}	–0,21/+0,21	En forme de U	0,148	1	0,148
Amplificateur – Antenne Tx ⁷	δV_{M2}	–1,02/+0,92	En forme de U	0,685	1	0,685
Antenne Rx – Accès 2 ⁸	δV_{M3}	–0,31/+0,30	En forme de U	0,219	1	0,219
Atténuateur ⁹	δA_{POW}	±0,1	Normale ($k = 2$)	0,05	1	0,05
Dérive:						
Antenne de réception ¹⁰	δV_{RAD}	±0	Normale ($k = 2$)	0	1	0
Amplificateur d'émission ¹¹	δV_{TAD}	±0,1	Normale ($k = 2$)	0,05	1	0,05
Rayonnement secondaire du câble d'antenne:						
Antenne d'émission ¹²	δV_{SRTX}	±0,1	Rectangulaire	0,058	1	0,058
Antenne de réception ¹²	δV_{SRRX}	±0,1	Rectangulaire	0,058	1	0,058

Grandeur d'entrée	X_i	Incertitude sur x_i		$u(x_i)$	c_i	$ c_i u(x_i) $
		dB	Fonction de distribution de probabilité	dB		dB
Positionnement de l'antenne:						
Erreur de distance ¹³	δV_{PD}	±0,3	Rectangulaire	0,173	1	0,173
Erreur de hauteur ¹⁴	δV_{PH}	±0,03	Rectangulaire	0,017	1	0,017
Alignement vertical ¹⁵	δV_{PVA}	±0,06	Rectangulaire	0,035	1	0,035
Alignement latéral ¹⁶	δV_{PLA}	±0,03	Rectangulaire	0,017	1	0,017
Les exposants renvoient aux numéros des NOTES de l'Article I.1.						

En raison de l'existence de grandeurs d'entrée liées, un terme supplémentaire est pris en compte selon l'Équation (I.2); voir NOTE 4.

$$u_c^2(\Delta_i) = \sum c_i^2 u^2(x_i) + 2c(F_{aH,T}) c(F_{aH,R}) u(F_{aH,T}) u(F_{aH,R}) r, \quad r = 1 \quad (I.2)$$

Ainsi: $2u_c(\Delta_i) = 2,03 \text{ dB}$.

Le Tableau I.1 est valide si un VNA est utilisé; si un générateur de signal et un récepteur de mesure distincts sont utilisés, alors il convient de réévaluer les valeurs de V_{DIRECT} , V_{SITE} et δV_{ISO} .

Une incertitude plus faible peut être obtenue si deux des deux antennes sont étalonnées conjointement, selon l'Annexe N. Dans ce cas, les contributeurs $F_{aH,T}$ et $F_{aH,R}$ sont remplacés par un même contributeur pour les deux antennes (calculé selon l'Annexe M) avec une distribution de probabilité normale ($k = 2$), et le facteur de corrélation est supprimé.

Ainsi: $2u_c(\Delta_i) = 1,81 \text{ dB}$.

NOTE 1 La contribution aux incertitudes de V_{DIRECT} est fondée sur le bruit de trace spécifié et sur l'influence du bruit de fond indiqué par le fabricant du VNA. En général, l'influence de la non-linéarité peut être négligée. Si cette hypothèse n'est pas valide, une autre contribution peut être prise en compte en fonction de la spécification du fabricant du VNA.

NOTE 2 Pour V_{SITE} , lorsqu'un signal de faible amplitude est mesuré, la principale influence est le bruit. La valeur du bruit dépend du SNR. Si le signal est supérieur de 30 dB à la valeur du DANL, cette influence est de 0,5 dB. Pour les grandes distances de mesure (10 m) auxquelles cette valeur n'est pas réalisable, la contribution est définie en conséquence.

NOTE 3 Pour δV_{ISO} , en raison de la plage dynamique élevée, l'isolement entre les côtés de l'antenne d'émission et de l'antenne de réception peut poser problème. Vérifier la plage dynamique disponible afin d'identifier et d'éliminer les boucles de masse peut éviter ce problème.

NOTE 4 Pour $F_{aH,T}$ et $F_{aH,R}$, les contributions de type B prévalent dans le bilan d'incertitude de l'étalonnage de l'antenne. Dans le cas le plus probable où l'antenne d'émission et l'antenne de réception sont étalonnées dans le même laboratoire d'étalonnage, les deux incertitudes sont liées avec un facteur de corrélation r de 1.

NOTE 5 Pour plus d'informations sur l'exactitude des valeurs de NSIL A_{Ni} , voir l'Annexe K.

NOTE 6 La contribution δV_{M1} se produit si les câbles de l'antenne d'émission et de l'antenne de réception sont raccordés entre eux (V_{DIRECT}). Par hypothèse, l'amplificateur de puissance a un ROS de 2:1 et l'Accès 2 du VNA a un affaiblissement de réflexion de 15 dB. Un atténuateur de 30 dB avec un ROS de 1,1:1 est utilisé pour protéger l'Accès 2 du VNA.

NOTE 7 La contribution δV_{M2} se produit pendant la mesure de V_{SITE} . Cela dépend fortement du ROS de l'antenne, en raison de la construction de l'antenne d'émission, avec un ROS hypothétique de 2:1. L'amplificateur de puissance a par hypothèse un ROS de 2:1.

NOTE 8 La contribution δV_{M3} se produit pendant la mesure de V_{SITE} . Une désadaptation n'est pas déterminante pour une antenne de réception active, un ROS de 1,5:1 étant un ROS type. Par hypothèse, l'Accès 2 du VNA a un affaiblissement de réflexion de 15 dB.

NOTE 9 Si un amplificateur de puissance est utilisé pendant la mesure, un atténuateur étalonné est utilisé pour mesurer V_{DIRECT} ; voir 5.5.2. Si aucun amplificateur de puissance n'est utilisé, alors la contribution δA_{POW} peut être omise.

NOTE 10 La dérive du facteur d'antenne de l'antenne de réception active, δV_{RAD} , peut se produire à la suite d'une variation de température entre l'étalonnage de l'antenne et la validation du COMTS.

NOTE 11 La dérive du gain de l'amplificateur d'émission, δV_{TAD} , dépend de la stabilité de l'amplificateur et de la variation de température pendant la mesure.

NOTE 12 Les contributions δV_{SRTX} et δV_{SRRX} dépendent des propriétés des antennes et de la charge de ferrite sur les câbles. Cela peut être déterminé de façon expérimentale en effectuant plusieurs mesurages avec des positions de câble différentes.

NOTE 13 La contribution aux incertitudes δV_{PD} est due au fait que la distance d'antenne correcte n'est pas maintenue. Une exactitude de ± 2 cm est admise par hypothèse. La contribution aux incertitudes en dB est calculée à l'aide d'une simulation numérique.

NOTE 14 La contribution aux incertitudes δV_{PH} est due au fait que la hauteur d'antenne correcte n'est pas maintenue. Une exactitude de ± 1 cm est admise par hypothèse. La contribution aux incertitudes en dB est calculée à l'aide d'une simulation numérique.

NOTE 15 La contribution aux incertitudes δV_{PVA} est due au fait que le parallélisme des deux antennes n'est pas maintenu. Une exactitude de $\pm 4^\circ$ est admise par hypothèse. La contribution aux incertitudes en dB est calculée à l'aide d'une simulation numérique.

NOTE 16 La contribution aux incertitudes δV_{PLA} est due à un décalage latéral entre les axes des antennes. Une exactitude de ± 1 cm est admise par hypothèse. La contribution aux incertitudes en dB est calculée à l'aide d'une simulation numérique.

I.2 Grandeurs à prendre en compte pour la validation du COMTS à l'aide de la méthode RSM

Le mesurande ΔA_i est calculé selon l'Équation (I.3), avec les symboles décrits dans le Tableau I.2:

$$\Delta A_i = V_{DIRECT} - V_{SITE} - A_{LPR} + \delta V_{ISO} + \delta V_{M1} + \delta V_{M2} + \delta V_{M3} + \delta A_{POW} + \delta V_{RAD} + \delta V_{TAD} + \delta V_{SRTX} + \delta V_{SRRX} + \delta V_{PD} + \delta V_{PH} + \delta V_{PVA} + \delta V_{PLA} \quad (I.3)$$

Tableau I.2 – Exemple de bilan d'incertitude de mesure pour la validation du COMTS à l'aide de la méthode RSM

Grandeur d'entrée	X_i	Incertitude sur x_i		$u(x_i)$	c_i	$ c_i u(x_i) $
		dB	Fonction de distribution de probabilité	dB		dB
Valeur de VNA ¹	V_{DIRECT}	$\pm 0,01$	Rectangulaire	0,006	1	0,006
Valeur de VNA ²	V_{SITE}	$\pm 0,5$	Rectangulaire	0,289	–1	0,289
Isolation ³	δV_{ISO}	$\pm 0,01$	Rectangulaire	0,006	1	0,006
Référence avec une paire d'antennes ⁴	A_{LPR}	± 1	Normale ($k = 2$)	0,5	–1	0,5
Désadaptation: Amplificateur – Atténuateur – Accès 2 ⁵	δV_{M1}	–0,21/+0,21	En forme de U	0,148	1	0,148
Amplificateur – Antenne Tx ⁶	δV_{M2}	–1,02/+0,92	En forme de U	0,685	1	0,685
Antenne Rx – Accès 2 ⁷	δV_{M3}	–0,31/+0,30	En forme de U	0,219	1	0,219
Atténuateur ⁸	δA_{POW}	$\pm 0,1$	Normale ($k = 2$)	0,05	1	0,05
Dérive: Antenne de réception ⁹	δV_{RAD}	± 0	Normale ($k = 2$)	0	1	0
Amplificateur d'émission ¹⁰	δV_{TAD}	$\pm 0,1$	Normale ($k = 2$)	0,05	1	0,05
Rayonnement secondaire du câble d'antenne: Antenne d'émission ¹¹	δV_{SRTX}	$\pm 0,1$	Rectangulaire	0,058	1	0,058
Antenne de réception ¹¹	δV_{SRRX}	$\pm 0,1$	Rectangulaire	0,058	1	0,058
Positionnement de l'antenne: Erreur de distance ¹²	δV_{PD}	$\pm 0,3$	Rectangulaire	0,173	1	0,173
Erreur de hauteur ¹³	δV_{PH}	$\pm 0,03$	Rectangulaire	0,017	1	0,017
Alignement vertical ¹⁴	δV_{PVA}	$\pm 0,06$	Rectangulaire	0,035	1	0,035
Alignement latéral ¹⁵	δV_{PLA}	$\pm 0,03$	Rectangulaire	0,017	1	0,017
Les exposants renvoient aux numéros des NOTES de l'Article I.2.						

Ainsi: $2u_c(\Delta 4_i) = 1,91$ dB.

Le Tableau I.2 est valide si un VNA est utilisé; si un générateur de signal et un récepteur de mesure distincts sont utilisés, alors il convient de réévaluer les valeurs de V_{DIRECT} , V_{SITE} et δV_{ISO} .

NOTE 1 La contribution aux incertitudes de V_{DIRECT} est fondée sur le bruit de trace spécifié et sur l'influence du bruit de fond indiqué par le fabricant du VNA. En général, l'influence de la non-linéarité peut être négligée. Si cette hypothèse n'est pas valide, une autre contribution peut être prise en compte en fonction de la spécification du fabricant du VNA.

NOTE 2 Pour V_{SITE} , lorsqu'un signal de faible amplitude est mesuré, la principale influence est le bruit. La valeur du bruit dépend du SNR. Si le signal est supérieur de 30 dB à la valeur du DANL, cette influence est de 0,5 dB. Pour les grandes distances de mesure (10 m) auxquelles cette valeur n'est pas réalisable, la contribution est définie en conséquence.

NOTE 3 Pour δV_{ISO} , en raison de la plage dynamique élevée, l'isolement entre les côtés de l'antenne d'émission et de l'antenne de réception peut poser problème. Vérifier la plage dynamique disponible afin d'identifier et d'éliminer les boucles de masse peut éviter ce problème.

NOTE 4 Contribution de l'incertitude de mesure de la perte d'insertion de l'emplacement de référence avec une paire d'antennes A_{LPR} entre la paire d'antennes à un REFTS.

NOTE 5 La contribution δV_{M1} se produit si les câbles de l'antenne d'émission et de l'antenne de réception sont raccordés entre eux (V_{DIRECT}). Par hypothèse, l'amplificateur de puissance a un ROS de 2:1 et l'Accès 2 du VNA a un affaiblissement de réflexion de 15 dB. Un atténuateur de 30 dB avec un ROS de 1,1:1 est utilisé pour protéger l'Accès 2 du VNA.

NOTE 6 La contribution δV_{M2} se produit pendant la mesure de V_{SITE} . Cela dépend fortement du ROS de l'antenne, en raison de la construction de l'antenne d'émission, avec un ROS hypothétique de 2:1. L'amplificateur de puissance a par hypothèse un ROS de 2:1.

NOTE 7 La contribution δV_{M3} se produit pendant la mesure de V_{SITE} . Une désadaptation n'est pas déterminante pour une antenne de réception active, un ROS de 1,5:1 étant un ROS type. Par hypothèse, l'Accès 2 du VNA a un affaiblissement de réflexion de 15 dB.

NOTE 8 Si un amplificateur de puissance est utilisé pendant la mesure, un atténuateur étalonné est utilisé pour mesurer V_{DIRECT} ; voir 5.5.2. Si aucun amplificateur de puissance n'est utilisé, alors la contribution δV_{POW} peut être omise.

NOTE 9 La dérive du facteur d'antenne de la contribution de l'antenne de réception active, δV_{RAD} , peut se produire à la suite d'une variation de température entre l'étalonnage de l'antenne et la validation du COMTS.

NOTE 10 La dérive du gain de la contribution de l'amplificateur d'émission, δV_{TAP} , dépend de la stabilité de l'amplificateur et de la variation de température pendant la mesure.

NOTE 11 Les contributions δV_{SRTX} et δV_{SRRX} dépendent des propriétés des antennes et de la charge de ferrite sur les câbles. Cela peut être déterminé de façon expérimentale en effectuant plusieurs mesurages avec des positions de câble différentes.

NOTE 12 La contribution aux incertitudes δV_{PD} est due au fait que la distance d'antenne correcte n'est pas maintenue. Une exactitude de ± 2 cm est admise par hypothèse. La contribution aux incertitudes en dB est calculée à l'aide d'une simulation numérique.

NOTE 13 La contribution aux incertitudes δV_{PH} est due au fait que la hauteur d'antenne correcte n'est pas maintenue. Une exactitude de ± 1 cm est admise par hypothèse. La contribution aux incertitudes en dB est calculée à l'aide d'une simulation numérique.

NOTE 14 La contribution aux incertitudes δV_{PVA} est due au fait que le parallélisme des deux antennes n'est pas maintenu. Une exactitude de $\pm 4^\circ$ est admise par hypothèse. La contribution aux incertitudes en dB est calculée à l'aide d'une simulation numérique.

NOTE 15 La contribution aux incertitudes δV_{PLA} est due à un décalage latéral entre l'axe des antennes. Une exactitude de ± 1 cm est admise par hypothèse. La contribution aux incertitudes en dB est calculée à l'aide d'une simulation numérique.

Annexe J (normative)

Dérivation des valeurs de NSIL dans la plage de fréquences de 9 kHz à 30 MHz

J.1 Généralités

En 1982, A.A. Smith et al. [28] ont introduit le concept d'affaiblissement normalisé de l'emplacement pour les antennes, qui a depuis été adopté par les comités de normalisation. L'idée est de distinguer la caractéristique des antennes de l'affaiblissement de l'emplacement, en prenant des doublets hertziens pour hypothèse. La méthode fonctionne assez bien, sauf pour:

- le couplage mutuel entre les antennes et le plan de sol;
- les antennes directionnelles.

Ces deux exceptions demeurent des erreurs systématiques.

Ce principe peut être adapté aux antennes-cadres dans la plage de fréquences de 9 kHz à 30 MHz. La dérivation analytique de la perte d'insertion de l'emplacement selon la formule de Greene est possible et réalisable si une distribution homogène du courant autour de la circonférence du cadre est admise par hypothèse. C'est le cas lorsque la circonférence du cadre est très faible par rapport à la longueur d'onde. Dans le cas contraire, par exemple pour une taille de cadre proche du critère de taille maximale spécifiée en 4.3.2, une distribution non uniforme du courant est prise en compte, ce qui exige une simulation informatique. Le NEC [27] convient bien pour ce type de problème et est accessible gratuitement au public.

Les simulations montrent que les valeurs de NSIL dépendent des diamètres des deux antennes et du positionnement de leurs points d'alimentation (voir Figure J.3) [33]. Par conséquent, il n'est pas possible de fournir dans le présent document des tableaux de valeurs de NSIL similaires au Tableau 2 (pour le NSA, entre 30 MHz et 1 000 MHz). Les valeurs de NSIL doivent être calculées conformément à l'Article J.4, en utilisant les valeurs de SIL déterminées selon l'Article J.3 et les facteurs d'antenne-cadre simulés selon l'Article J.2. Ces derniers doivent reposer sur les dimensions des deux antennes-cadres utilisées pour les mesures de validation d'emplacement et sur le positionnement de leurs points d'alimentation lors de ces mesures.

NOTE 1 Deux paramètres dimensionnels sont exigés pour chaque antenne-cadre: 1) diamètre du cadre (entraxe du blindage de l'antenne-cadre), et 2) diamètre de son fil de cadre (les antennes-cadres utilisées pour la validation d'emplacement sont à une seule spire, comme cela est décrit en 4.3.2.1). Ce dernier n'est généralement pas publié par les fabricants d'antennes-cadres. Si aucune information relative au diamètre du fil de cadre n'est disponible, celui-ci peut être approximé afin de simuler son facteur d'antenne selon l'Article J.2. La dépendance de la NSIL au diamètre du fil de cadre de deux antennes-cadres est négligeable (voir Figure J.1).

NOTE 2 Les simulations pour déterminer la NSIL prennent pour hypothèse que des antennes-cadres passives sont utilisées pour l'antenne d'émission et l'antenne de réception. Cela donne des valeurs de SIL très élevées, en particulier pour une distance de mesure de 10 m. Cependant, les mesures de validation d'emplacement réelles peuvent être réalisées avec une antenne-cadre de réception active, ce qui donne une plage dynamique élevée pour l'ensemble du système de mesure.

J.2 Facteur d'antenne à champ magnétique

Le facteur d'antenne à champ magnétique, défini en 3.1.2.5 de la CISPR 16-1-6:2014 et de la CISPR 16-1-6:2014/AMD2:2022, peut être simulé avec le code NEC suivant.

CM CISPR 16-1-4: Annex J

CM Simulation of the magnetic field antenna factor

CM 60 cm diameter

CM 1 mm wire radius
CM 50 Ω system impedance
CM
CE
GA 1 36 0.30 360 0 0.001
GM 0 0 0 -5 0 0 0 0 1
GE 0
GN -1
EK
LD 0 1 1 1 50 0 0
EX 1 1 1 0 0 0 0 0 0
FR 0 1 0 0 30.000 1
PT 1 1 1 0
XQ

NOTE 1 Concernant la 9^e ligne du code (GM 0 0 0 -5 0 0 0 0 1): La rotation du cadre autour de l'axe Y de -5° est utilisée pour aligner le segment du point d'alimentation exactement sur l'axe X. Cette valeur est calculée en utilisant la moitié de 360° divisée par le nombre de segments.

Dans ce code, les paramètres suivants peuvent être modifiés:

GA 1 36 X 360 0 Y où X est le rayon du cadre et Y est le rayon du fil, en m;
LD 0 1 1 1 Z 0 0 où Z est l'impédance du système, en Ω;
FR 0 1 0 0 F 1 où F est la fréquence, en MHz.

NOTE 2 Pour le rayon du fil Y, le rayon du blindage n'est pas pris en compte. Toutefois, la valeur exacte du rayon du fil n'est pas déterminante; voir Figure J.1.

NOTE 3 Les exemples donnés dans la présente annexe prennent pour hypothèse un diamètre d'antenne-cadre de 60 cm. Cependant, un tel diamètre de cadre n'est possible que pour un cadre idéal, avec un fil et un blindage infiniment fins (très faible épaisseur du blindage, approximée par un diamètre de 0 m), car autrement, le cadre ne satisfait pas au critère de taille du 4.3.2. En pratique, le diamètre d'antenne-cadre réel utilisé pour les mesures de validation d'emplacement est utilisé dans les simulations.

Ce code source simule une antenne-cadre éclairée avec une onde plane homogène de 1 V/m. Dans le résultat de la simulation, le courant qui traverse l'impédance Z est imprimé comme suit, par exemple pour 30 MHz:

THETA (DEG)	PHI (DEG)	- CURRENT MAGNITUDE	- PHASE	SEG NO.
0.00	0.00	4.2927E-04	6.08	1

NOTE 4 Consulter le manuel NEC [27] pour obtenir la désignation du système de coordonnées cartésiennes.

Le facteur d'antenne à champ magnétique peut donc être calculé selon l'Équation (J.1)

$$F_{aH} = \frac{H}{V} = \frac{E}{\eta I Z} \quad (J.1)$$

où

F_{aH} est le facteur d'antenne à champ magnétique, en S/m;

H est l'intensité de champ magnétique du champ électromagnétique incident, en A/m;

- E est l'intensité de champ électrique du champ électromagnétique incident, en V/m (1 V/m);
- V est l'amplitude de tension aux bornes de la charge, en V;
- I est l'amplitude de courant qui traverse la charge, en A;
- Z est l'impédance de charge, en Ω (50 Ω);
- η est l'impédance d'espace libre, en Ω (approximée par la valeur de 376,73 Ω).

J.3 Perte d'insertion de l'emplacement

Pour simuler la perte d'insertion de l'emplacement, deux antennes sont utilisées: une pour l'émission et une pour la réception, comme suit:

CM CISPR 16-1-4: Annex J

CM Simulation of the site insertion loss

CM Hx coaxial

CM 3 m distance

CM 60 cm diameter

CM 1 mm wire radius

CM 50 Ω system impedance

CM

CE

GA 1 36 0.3 0 360 0.001

GA 2 36 0.3 0 360 0.001

GM 0 0 0 -85 0 0 0 1.3 1

GM 0 0 0 0 0 0 3 0 2

GE 1

GN 1

EK

EX 0 1 1 00 2 0

LD 0 1 1 1 50 0 0

LD 0 2 1 1 50 0 0

FR 0 1 0 0 30.000 1

PT 0 2 1 1

XQ

À nouveau, les paramètres suivants peuvent être modifiés:

GA 1 36 X 360 0 Y où X est le rayon du cadre et Y est le rayon du fil, en émission,
en m;

GA 2 36 X 360 0 Y où X est le rayon du cadre et Y est le rayon du fil, en réception,
en m;

GM 0 0 0 0 0 0 D 0 2 où D est la distance de mesure, en m;

LD 0 1 1 1 Z 0 0 où Z est l'impédance du système, en émission, en Ω ;

LD 0 2 1 1 Z 0 0 où Z est l'impédance du système, en réception, en Ω ;

FR 0 1 0 0 F 1 où F est la fréquence, en MHz.

D'autres montages peuvent être analysés en modifiant ces lignes dans le code; voir le schéma du montage à la Figure J.4:

GM 0 0 0 -85 0 0 0 1.3 1 pour H_x coaxial
GM 0 0 0 0 0 0 3 0 2
GM 0 0 0 -85 90 0 0 1.3 1 pour H_y coplanaire
GM 0 0 0 0 0 0 3 0 2
GM 0 0 -90 0 -5 0 0 1.3 1 pour H_z coplanaire
GM 0 0 0 0 180 0 3 0 2

NOTE 1 Consulter le manuel NEC [27] pour obtenir la description de la commande GM. La position du point d'alimentation peut être modifiée en modifiant le contenu de la colonne 3 à la colonne 5, qui sont responsables de la rotation de l'objet.

Dans le résultat, choisir le courant qui traverse l'impédance de l'antenne de réception comme

SEG. NO.	TAG NO.	COORD. OF SEG. CENTER			SEG. LENGTH	CURRENT (AMPS)				
		X	Y	Z		REAL	IMAG.	MAG.	PHASE	
37	2	0.0000	0.3002	0.1600	0.00523	-1.5829E-06	1.8619E-06	2.4438E-06	130.369	

suit, par exemple pour H_x à 30 MHz:

NOTE 2 Les deux antennes comportent 36 segments, de sorte que le premier segment de l'antenne de réception, où est placée la charge, est désigné comme étant le segment numéro 37.

Utiliser l'Équation (J.2) pour calculer la perte d'insertion de l'emplacement:

$$A_i = -20 \lg \left(\frac{IZ}{V} \right) \quad (\text{J.2})$$

où

A_i est la perte d'insertion de l'emplacement, en dB;

I est l'amplitude de courant qui traverse la charge, en A;

Z est l'impédance de charge, en Ω (50 Ω);

V est l'amplitude de la tension aux bornes de la charge pendant la connexion directe, en V; elle est égale à 1 V. Ce nombre résulte de la tension d'excitation du cadre d'émission égale à 2 V (ligne EX du code source). Lors de la détermination de V_{DIRECT} , la tension aux bornes de la charge correspond à la moitié de ce nombre, l'impédance de source et l'impédance de la charge étant égales.

J.4 Perte d'insertion normalisée de l'emplacement

Avec le facteur d'antenne simulé et la perte d'insertion simulée de l'emplacement, la perte d'insertion normalisée de l'emplacement est calculée selon l'Équation (J.3):

$$A_{\text{Ni}} = A_i - F_{\text{aH,T}} - F_{\text{aH,R}} \quad (\text{J.3})$$

où

A_{Ni} est la perte d'insertion normalisée de l'emplacement, en dB(m²/S²);

A_i est la perte d'insertion de l'emplacement, selon l'Article J.3, en dB;

$F_{aH,T}$ est le facteur d'antenne à champ magnétique de l'antenne d'émission, selon l'Article J.2, en dB(S/m);

$F_{aH,R}$ est le facteur d'antenne à champ magnétique de l'antenne de réception, selon l'Article J.2, en dB(S/m).

En général, une paire d'antennes de même diamètre est utilisée pour la validation de l'emplacement.

La NSIL ne dépend pas du diamètre du fil. Ceci est démontré par variation du rayon du fil dans la plage de 0,001 m à 0,01 m dans l'orientation H_x à une distance de 3 m pour une antenne-cadre de 60 cm; voir Figure J.1. La variation est inférieure à 0,02 dB et peut être négligée.

Au-dessus de 1 MHz, la NSIL dépend des diamètres des deux antennes-cadres et du positionnement de leurs points d'alimentation [33]. Cela peut être constaté si le diamètre du cadre (15 cm, 30 cm et 60 cm) et la position du point d'alimentation sont modifiés; voir Figure J.3. Le point d'alimentation est réglé à une position spécifique (1) et à son opposé (2); voir Figure J.2. Des variations modérées à significatives peuvent être observées, selon l'orientation et la fréquence. Par conséquent, les positions des points d'alimentation des deux antennes utilisées pour déterminer les valeurs de NSIL (selon l'Article J.3) doivent être les mêmes que celles utilisées pour les mesures de validation d'emplacement réelles.

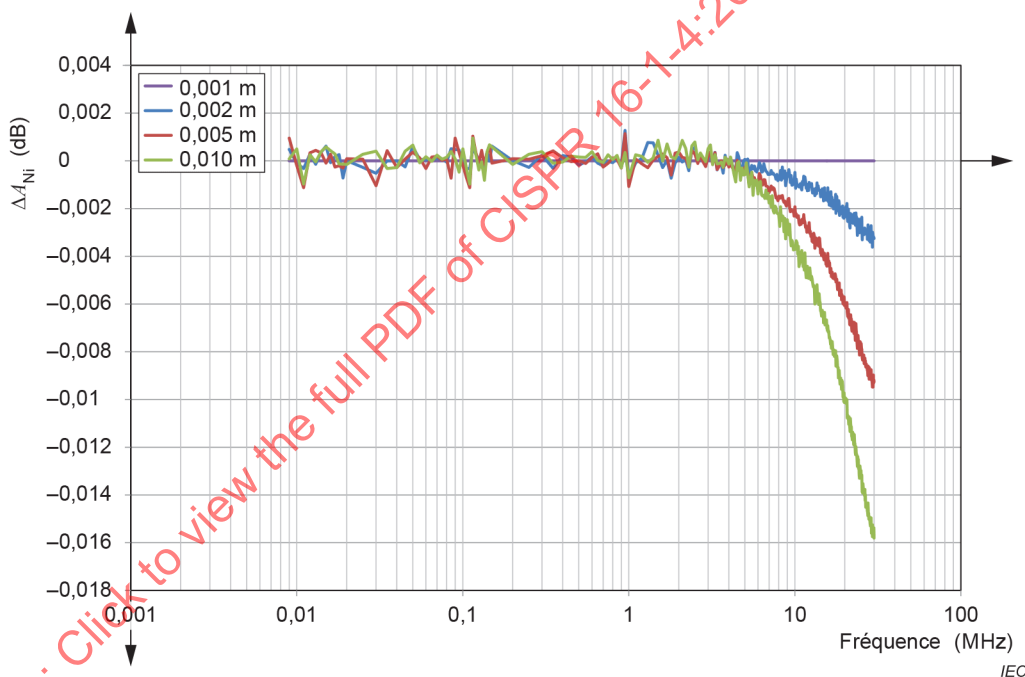
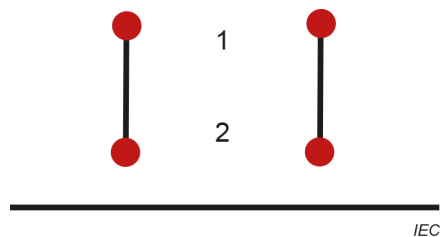
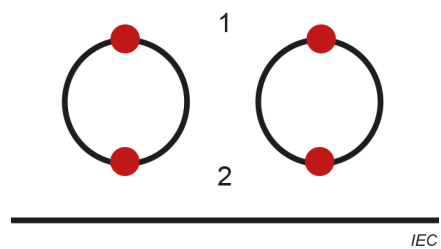


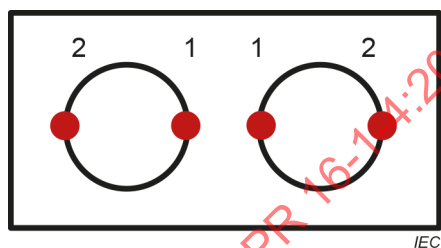
Figure J.1 – Étude du rayon du fil, normalisé à 0,001 m



a) H_x (vue latérale)

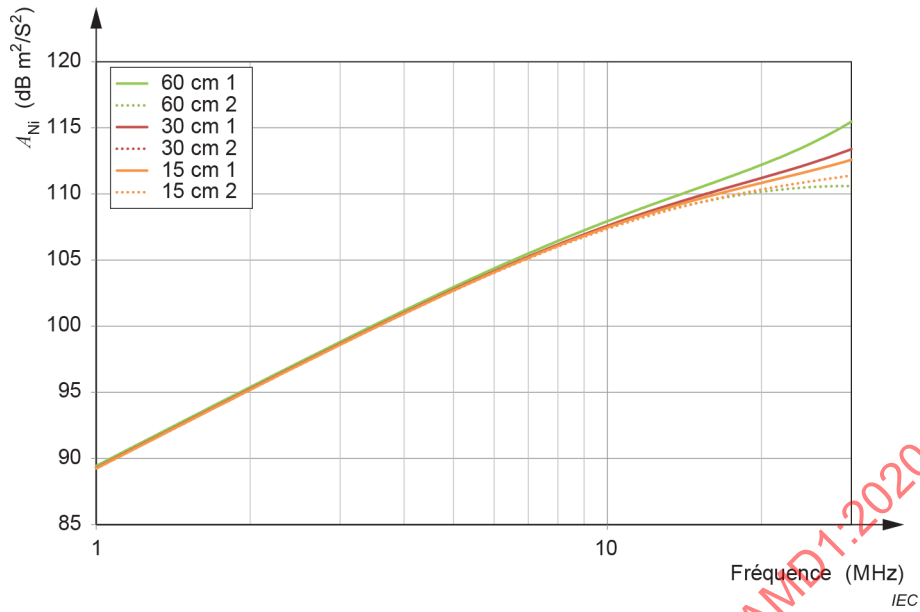


b) H_y (vue latérale)

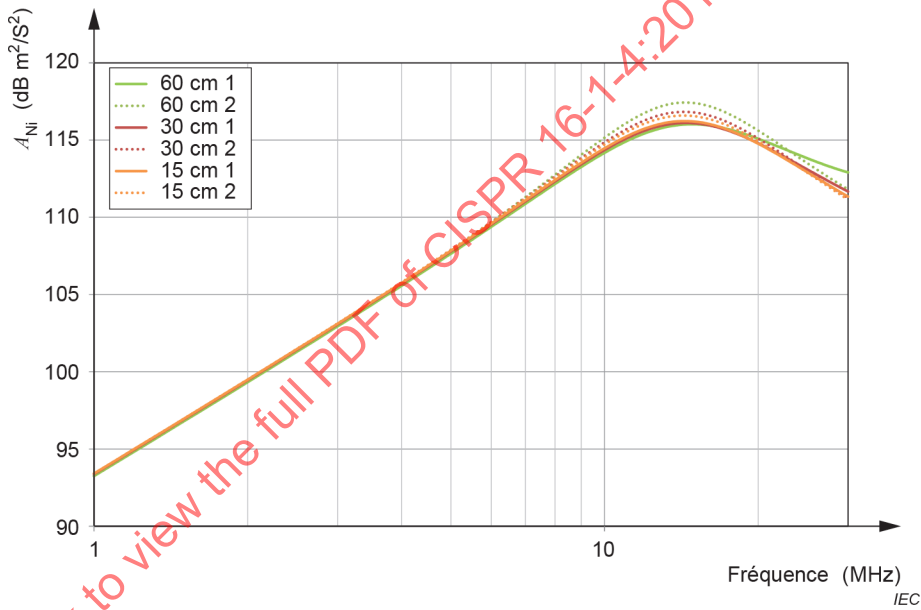


c) H_z (vue du dessus)

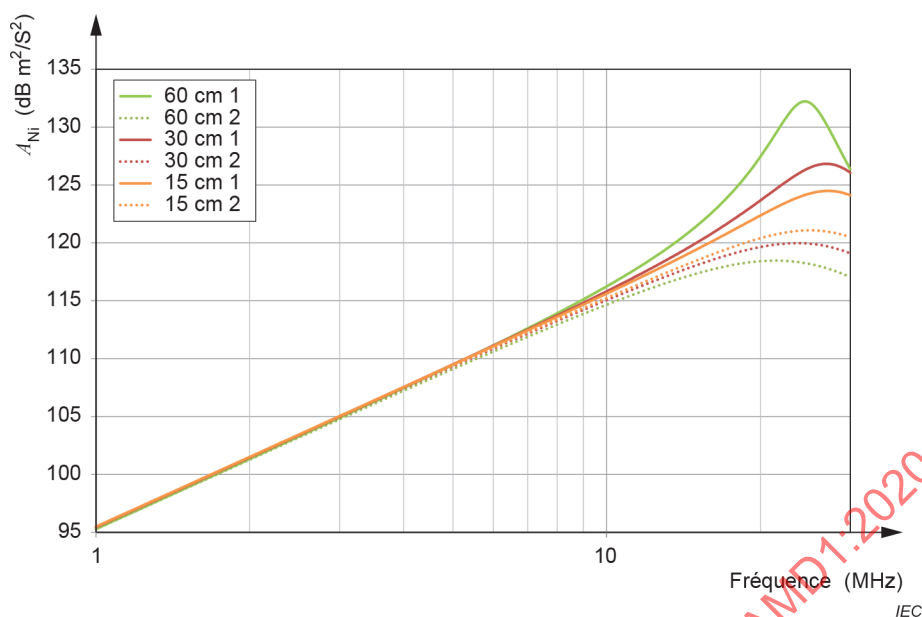
Figure J.2 – Étude de la position du point d'alimentation (non à l'échelle)



a) H_x



b) H_y



c) H_z

Figure J.3 – Variation des valeurs de NSIL pour différents montages, à une distance de 3 m, $h = 1,3$ m

J.5 Tableaux de NSIL

Un exemple de calcul pour un diamètre de cadre de 60 cm est donné sous forme de tableau réduit; voir Tableau J.1, Tableau J.2, Tableau J.3 et Figure J.5. Les tableaux complets peuvent être obtenus sur la page web de l'IEC sous la section des documents du tableau de bord du CISPR/A en cliquant sur ce lien: https://www.iec.ch/dyn/www/f?p=103:227:15032641706403:::FSP_ORG_ID,FSP_LANG_ID:1327,25.

Ces valeurs sont valides pour les positions de point d'alimentation indiquées à la Figure J.4. Pour les mesures dans les orientations H_x et H_y , le point d'alimentation est situé en haut, pour chaque antenne-cadre; pour H_z , les points d'alimentation sont situés sur les côtés latéraux opposés.

Des tableaux de NSIL supplémentaires pour un cadre circulaire de 50 cm de diamètre et un cadre carré de 60 cm peuvent être consultés sur la page web de l'IEC mentionnée.

Si d'autres diamètres de cadre ou d'autres positions de point d'alimentation sont utilisés, les valeurs de NSIL doivent être recalculées. En général, les fabricants d'antennes publient des valeurs de NSIL pour leurs produits.

Pour assurer la traçabilité, les paramètres suivants doivent être documentés:

- le diamètre du cadre;
- la position du point d'alimentation;
- le code source NEC;
- la version du NEC.

Avant d'utiliser les valeurs de NSIL recalculées pour un montage particulier, la méthode de calcul et le logiciel doivent être validés. Par conséquent, une tentative de reproduction des résultats donnés dans le Tableau J.1, le Tableau J.2 et le Tableau J.3 doit être effectuée. Cette validation doit indiquer des différences inférieures à 0,1 dB.

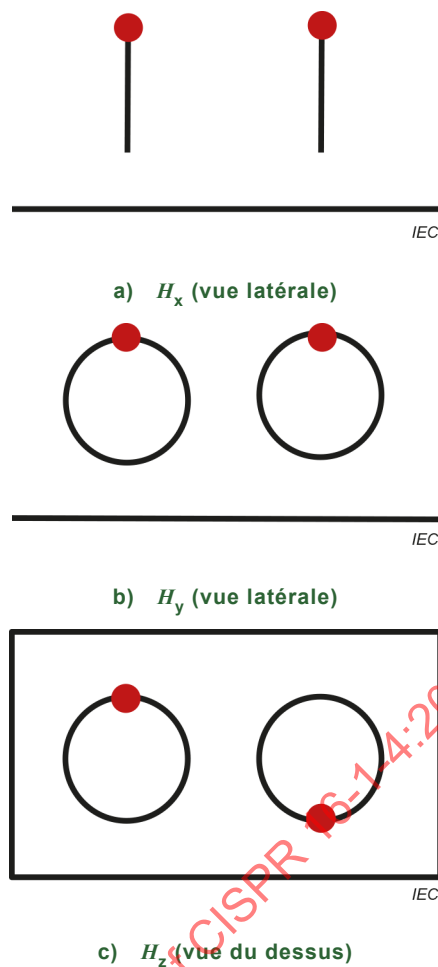
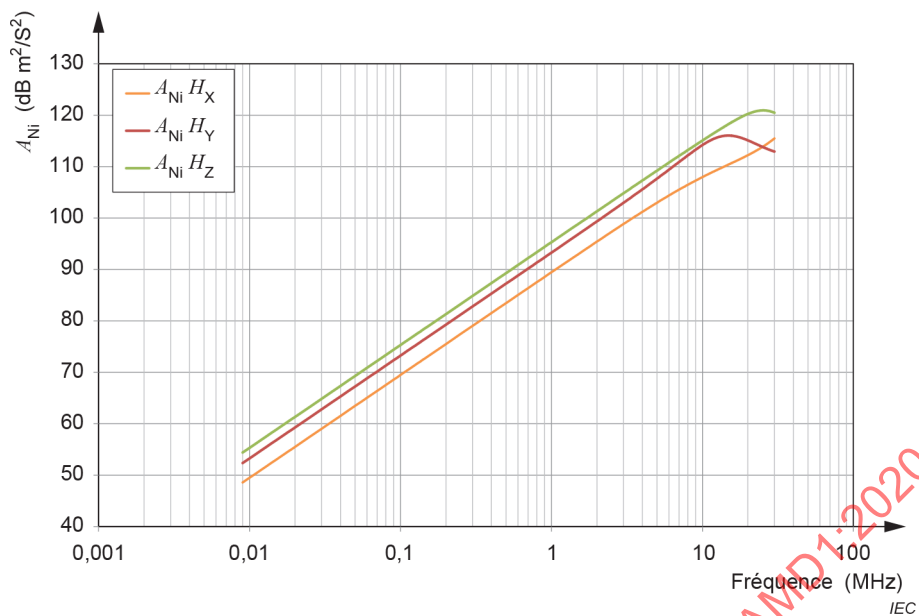
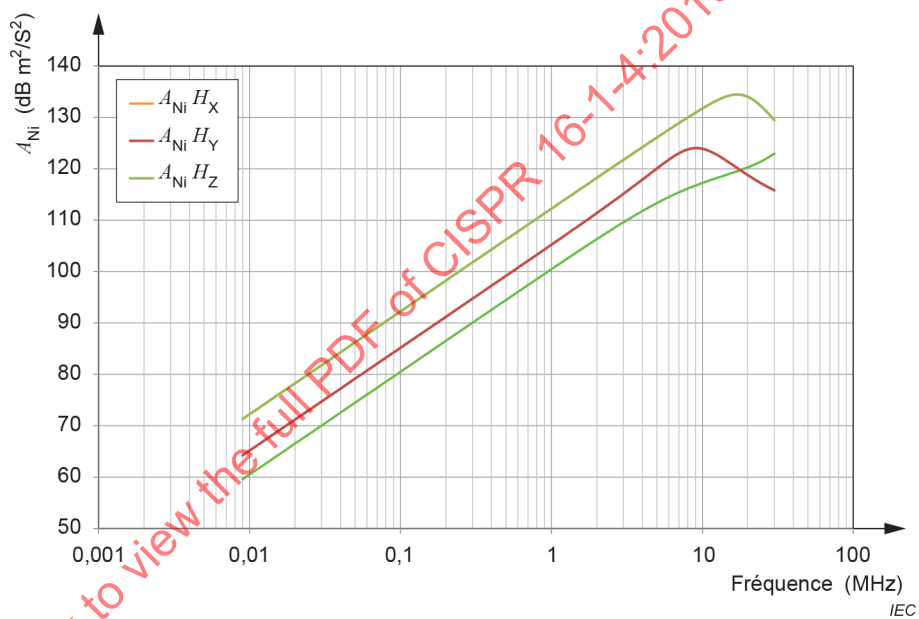


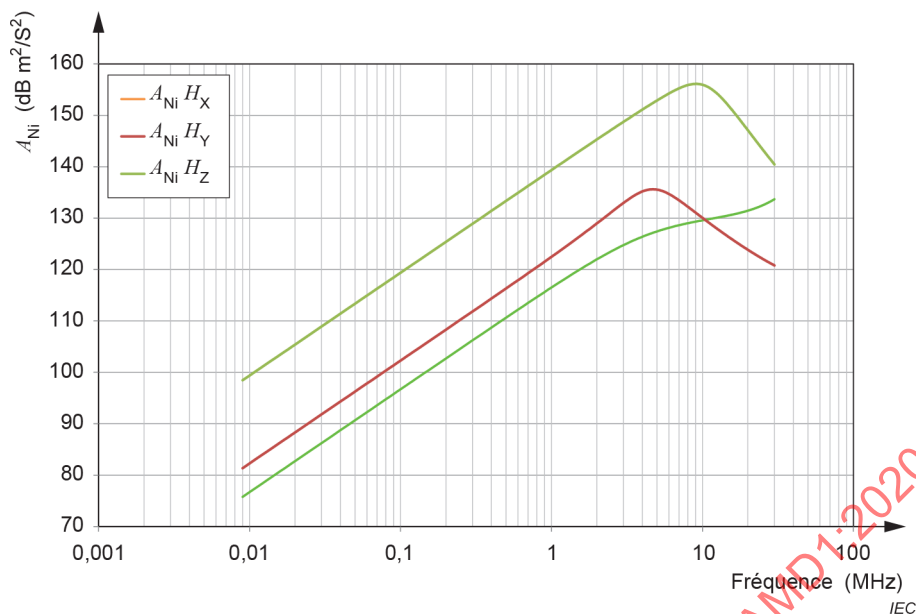
Figure J.4 – Spécification de la position du point d'alimentation pour les valeurs présentes dans les tableaux (non à l'échelle)



a) 3 m



b) 5 m



c) 10 m

Figure J.5 – Exemples de calcul, diamètre du cadre de 60 cm, position des points d'alimentation selon la Figure J.4

Tableau J.1 – Exemples de calcul (diamètre du cadre de 60 cm, $d = 3$ m, $h = 1,3$ m)

Fréquence MHz	F_{aH} dB(S/m) ^a	$A_i H_x$ dB	$A_i H_y$ dB	$A_i H_z$ dB	$A_{Ni} H_x$ dB(m²/S²)	$A_{Ni} H_y$ dB(m²/S²)	$A_{Ni} H_z$ dB(m²/S²)
0,009	33,98	116,51	120,28	122,33	48,55	52,33	54,38
0,010	33,06	115,59	119,37	121,42	49,47	53,24	55,29
0,1	13,07	95,60	99,37	101,42	69,47	73,24	75,29
1	-6,63	76,20	80,01	82,04	89,45	93,26	95,29
10	-17,67	72,52	78,75	79,63	107,86	114,09	114,97
20	-18,07	75,67	78,55	83,69	111,82	114,70	119,84
30	-18,16	78,26	75,69	83,24	114,58	112,01	119,56

^a Les calculs du présent tableau prennent pour hypothèse deux antennes-cadres identiques, pour l'antenne d'émission et l'antenne de réception, chacune ayant un facteur d'antenne indiqué dans la colonne correspondante.

Tableau J.2 – Exemples de calcul (diamètre du cadre de 60 cm, $d = 5$ m, $h = 1,3$ m)

Fréquence MHz	F_{aH} dB(S/m) ^a	$A_i H_x$ dB	$A_i H_y$ dB	$A_i H_z$ dB	$A_{Ni} H_x$ dB(m²/S²)	$A_{Ni} H_y$ dB(m²/S²)	$A_{Ni} H_z$ dB(m²/S²)
0,009	33,98	127,55	132,22	139,28	59,59	64,26	71,33
0,01	33,06	126,63	131,30	138,37	60,51	65,18	72,24
0,1	13,07	106,64	111,31	118,37	80,51	85,18	92,24
1	-6,63	87,20	91,97	98,99	100,45	105,22	112,24
10	-17,67	81,81	88,46	96,29	117,14	123,80	131,63
20	-18,07	83,73	82,23	97,45	119,88	118,38	133,60
30	-18,16	85,74	78,60	92,24	122,06	114,92	128,57

^a Les calculs du présent tableau prennent pour hypothèse deux antennes-cadres identiques, pour l'antenne d'émission et l'antenne de réception, chacune ayant un facteur d'antenne indiqué dans la colonne correspondante.

Tableau J.3 – Exemples de calcul (diamètre du cadre de 60 cm, $d = 10$ m, $h = 1,3$ m)

Fréquence MHz	F_{aH} dB(S/m) ^a	$A_i H_x$ dB	$A_i H_y$ dB	$A_i H_z$ dB	$A_{Ni} H_x$ dB(m ² /S ²)	$A_{Ni} H_y$ dB(m ² /S ²)	$A_{Ni} H_z$ dB(m ² /S ²)
0,009	33,98	143,74	149,32	166,41	75,78	81,37	98,46
0,01	33,06	142,82	148,41	165,50	76,70	82,28	99,37
0,1	13,07	122,83	128,41	145,50	96,70	102,28	119,37
1	–6,63	103,25	109,22	126,10	116,50	122,47	139,35
10	–17,67	94,14	94,63	120,52	129,47	129,96	155,85
20	–18,07	94,90	87,30	110,55	131,05	123,44	146,70
30	–18,16	96,46	83,58	103,22	132,78	119,90	139,55
^a Les calculs du présent tableau prennent pour hypothèse deux antennes-cadres identiques, pour l'antenne d'émission et l'antenne de réception, chacune ayant un facteur d'antenne indiqué dans la colonne correspondante.							

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of CISPR 16-1-4:2019+AMD1:2020+AMD2:2023 CSV

Annexe K (informative)

Recommandations pour la conception des emplacements d'essai dans la plage de fréquences de 9 kHz à 30 MHz

K.1 Généralités

La présente annexe informative fournit des recommandations concernant la conception des emplacements d'essai. La taille de l'emplacement ainsi que le dégagement par rapport aux objets à proximité compromettent les performances. En outre, les propriétés du plan de sol ont une influence sur le résultat de validation de l'emplacement.

K.2 Dimensions et qualité du plan de sol

Il convient que le plan de sol d'un emplacement d'essai soit une surface plane électriquement conductrice. Les dimensions minimales recommandées du plan de sol sont déterminées par la plus faible surface rectangulaire qui inclut:

- la surface circulaire qui s'étend sur 1 m au-delà du volume d'essai dans toutes les directions; et
- la surface circulaire qui s'étend sur 1 m au-delà de l'antenne de mesure, lorsqu'elle est orientée avec le plan de cadre parallèle au plan de sol, et avec sa structure de support dans toutes les directions.

La distance de mesure est mesurée à partir de la périphérie du volume d'essai et du point de référence de l'antenne de réception.

La surface rectangulaire minimale recommandée du plan de sol est représentée à la Figure K.1.

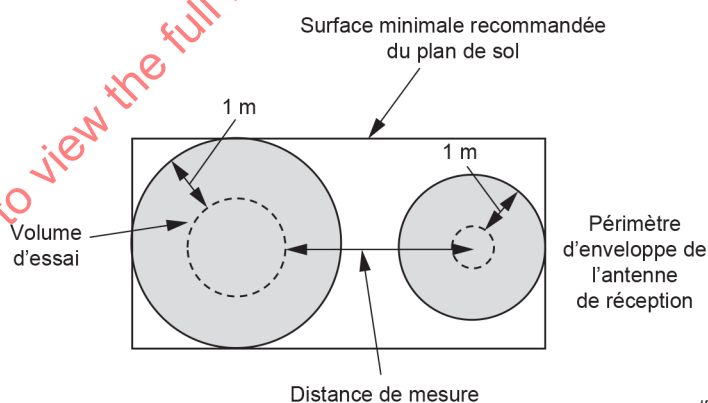


Figure K.1 – Dimensions minimales recommandées du plan de sol (vue du dessus)

Les exigences de matériau pour le plan de sol sont déterminées par l'effet de peau. Il convient que l'épaisseur du plan de sol soit au moins égale à l'épaisseur de peau à la fréquence d'utilisation la plus faible, calculée selon l'Équation (K.1):

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu_r \mu_0 \sigma}} \quad (\text{K.1})$$

où

- δ est l'épaisseur de peau, en m;
- σ est la conductivité, en S/m;
- ω est la fréquence angulaire, en s^{-1} ;
- μ_0 est la perméabilité de l'espace libre, en H/m;
- μ_r est la perméabilité relative, sans dimension.

Des exemples de calculs, pour certains types de matériaux utilisés dans la construction du plan de sol de l'emplacement d'essai, sont donnés dans le Tableau K.1.

Tableau K.1 – Épaisseur de peau pour certains matériaux pratiques à 9 kHz

Matériau	Conductivité S/m	Perméabilité relative	Épaisseur de peau mm	Épaisseur minimale du plan de sol mm
Cuivre	$5,9 \times 10^7$	1	0,7	0,7
Acier inoxydable	$1,4 \times 10^6$	1	4,5	4,5
Acier galvanisé	$1,25 \times 10^5$	240	1,0	1,0
Aluminium	$3,7 \times 10^7$	1	0,9	0,9

K.3 Zone sans obstacle

La zone sans obstacle est définie par une distance minimale de 3 m autour de tous les points situés sur le segment de ligne qui relie le centre du volume d'essai à la position de l'antenne de réception. Pour des volumes d'essai de diamètre supérieur à 4 m, la distance est augmentée de 3 m au rayon du volume d'essai plus 1 m.

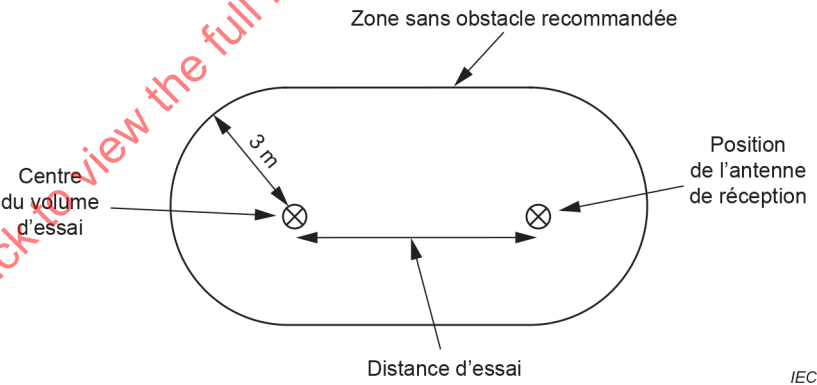


Figure K.2 – Zone sans obstacle recommandée (vue du dessus)

K.4 Zone sans résonance

Il convient d'éviter les environnements de mesure résonants, car ils peuvent compromettre les résultats de validation de l'emplacement et sur les résultats de mesure des EUT réels. Si un environnement blindé de grande taille et à faible perte est utilisé, avec un dégagement d'au moins 3 m par rapport aux parois, comme cela est spécifié à l'Article K.3, alors il convient de vérifier également la possibilité de résonance.

Les différents modes de résonance dans une chambre blindée rectangulaire sont déterminés par ses dimensions (c'est-à-dire les conditions limites). La fréquence en MHz à laquelle un mode de résonance se produit pour une cavité rectangulaire sans perte est donnée par l'Équation (K.2):

$$f_{l,m,n} = 150 \sqrt{\left(\frac{l}{L}\right)^2 + \left(\frac{m}{W}\right)^2 + \left(\frac{n}{H}\right)^2} \quad (\text{K.2})$$

où

l , m et n sont les indices de mode, égaux à 0,1, ... ;

NOTE Un seul indice à la fois peut avoir une valeur de 0.

L est la longueur de la cavité résonante, en m;

W est la largeur de la cavité résonante, en m;

H est la hauteur de la cavité résonante, en m.

Par exemple, si la plus grande dimension d'une chambre blindée rectangulaire est inférieure à 7 m, aucune résonance ne se produit au-dessous de 30 MHz.

Les chambres de grande taille conçues pour une distance de mesure de 10 m présentent une résonance entre 10 MHz et 30 MHz. Si l'affaiblissement de réflexion du matériau absorbant, ferrites compris, est trop faible, des résonances aiguës peuvent être observées lors de la validation de l'emplacement [34].

Annexe L (informative)

Exactitude des valeurs de NSIL dans la plage de fréquences de 9 kHz à 30 MHz

L.1 Généralités

La présente annexe traite de l'exactitude des simulations décrites à l'Annexe J. Toutes les méthodes numériques présentent un certain degré d'inexactitude. Aussi, différentes versions de code conduisent à des résultats légèrement différents.

L.2 Vérification croisée du NEC avec des formules analytiques

Greene [30] a calculé le champ magnétique dans la zone proche d'une antenne-cadre circulaire dans le cas d'une distribution constante du courant. La distribution non homogène du courant peut être négligée pour les fréquences au-dessous de 1 MHz. Fujii et al. [29] ont déterminé la SIL entre deux antennes-cadres circulaires en utilisant le résultat de Greene [30] et la loi d'induction.

$$A_i = F_{aH,T} + F_{aH,R} + 45,9 + 20 \lg f_{\text{MHz}} - 20 \lg K \quad (\text{L.1})$$

$$K \approx \frac{\sqrt{1 + (\beta R_0)^2}}{2\pi R_0^3} \left\{ 1 + \frac{15}{8} \left(\frac{r_T r_R}{R_0^2} \right)^2 + \frac{315}{64} \left(\frac{r_T r_R}{R_0^2} \right)^4 \right\}$$

$$R_0 = \sqrt{d^2 + r_T^2 + r_R^2}$$

où

A_i est la perte d'insertion de l'emplacement, en dB;

$F_{aH,T}$ est le facteur d'antenne à champ magnétique de l'antenne d'émission, en dB(S/m);

$F_{aH,R}$ est le facteur d'antenne à champ magnétique de l'antenne de réception, en dB(S/m);

f_{MHz} est la fréquence en MHz;

K est l'approximation de Greene pour une paire d'antennes circulaires, en dB(m⁻³);

β est le nombre d'onde ($= 2\pi/\lambda$) in m⁻¹;

R_0 est la distance géométrique, en m;

d est la distance entre les points de référence de l'antenne, en m;

r_T est le rayon du cadre d'émission, en m;

r_R est le rayon du cadre de réception, en m.

Cette dérivation analytique permet de valider les valeurs de NSIL calculées à l'aide du NEC. Pour ce faire, les valeurs de NSIL dans l'espace libre calculées selon l'Équation (L.2) peuvent être comparées à celles calculées selon l'Équation (L.3).

– dérivation analytique

$$A_{\text{Ni,analytic}} = 45,9 + 20 \lg f_{\text{MHz}} - 20 \lg K \quad (\text{L.2})$$

– simulation numérique

$$A_{\text{Ni,simulated}} = A - F_{\text{aH,T}} - F_{\text{aH,R}} \quad (\text{L.3})$$

Si l'antenne d'émission et l'antenne de réception ont toutes deux un rayon de 30 cm, et en utilisant une distance de mesure de 3 m, la différence entre $A_{\text{Ni,analytic}}$ et $A_{\text{Ni,simulated}}$ est donnée à la Figure L.1.

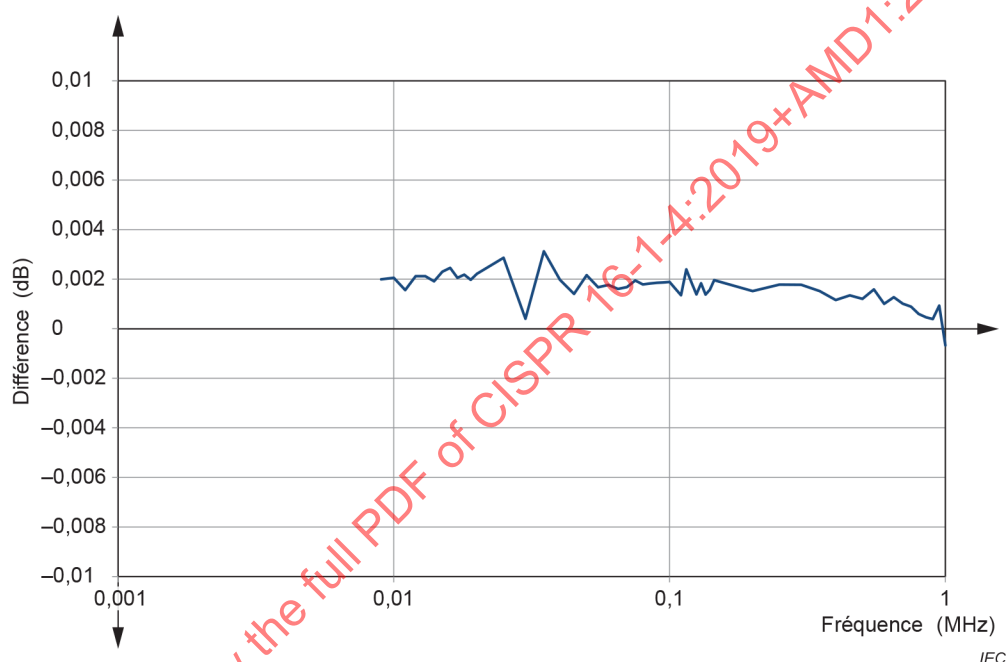


Figure L.1 – Comparaison des valeurs de NSIL obtenues par formules analytiques et simulation informatique

L.3 Versions recommandées du NEC

Plusieurs mises en œuvre du NEC ont été vérifiées pour donner des résultats exacts; voir Tableau L.1. D'autres versions peuvent être utilisées si l'exactitude est validée; voir Article L.2.

Tableau L.1 – Mises en œuvre recommandées du NEC

Logiciel	Auteur	Type	URL
4NEC2	Arie Voors	Gratuit	http://www.qsl.net/4nec2/
NEC2++	Timothy C.A. Molteno	Gratuit	http://nec-archives.pa3kj.com/
NEC2/MP	Athan Papadimitriou	Gratuit	^a
NEC4	Lawrence Livermore National Laboratory	Commercial	https://ipo.llnl.gov/technologies/nec

^a Le site officiel du NEC2/MP (URL: <http://users.otenet.gr/~jmshp/>) n'est plus disponible actuellement. Il est toutefois disponible par le biais de l'archive web (<https://web.archive.org/web/20130502013310/http://users.otenet.gr/~jmshp/>).

L.4 Instabilités à l'extrémité inférieure de la plage de fréquences

Les études montrent que les valeurs de SIL sont instables à la fréquence la plus basse pour certaines mises en œuvre du NEC. Cela s'explique par les inexactitudes numériques qui se produisent si la longueur du segment par rapport à la longueur d'onde devient trop courte.

Le Tableau L.2 récapitule les situations dans lesquelles les instabilités ont été observées. Ce tableau s'applique pour une distance de 3 m, un diamètre de cadre de 60 cm et un montage H_z . Avec d'autres montages, des plages de fréquences différentes peuvent s'appliquer.

Les problèmes d'instabilité peuvent être évités en utilisant les techniques d'extrapolation données à l'Article L.5, mais également en réduisant le nombre de segments, comme cela est expliqué à l'Article L.6.

Tableau L.2 – Instabilités observées

Logiciel	Instabilités
4NEC2	< 30 kHz
NEC2++	< 70 kHz
NEC2/MP	< 100 kHz
NEC4	Non observées

L.5 Méthodes d'extrapolation pour résoudre les instabilités

À l'extrémité inférieure de la plage de fréquences, la SIL et le facteur d'antenne à champ magnétique sont dominés par la loi d'induction. Ainsi, il est possible d'utiliser l'extrapolation pour calculer les valeurs de SIL et les facteurs d'antenne à champ magnétique aux fréquences où un code NEC donné présente des instabilités.

L'extrapolation peut être effectuée à l'aide de l'Équation (L.4).

$$A_i(f) = A_i(mf) + 20\lg(m) \quad \text{et} \quad F_{aH}(f) = F_{aH}(mf) + 20\lg(m) \quad (\text{L.4})$$

10 est une valeur type pour m .

NOTE. La méthode d'extrapolation donnée est applicable aux antennes-cadres dont le diamètre est supérieur à 0,15 m.

L.6 Réduction du nombre de segments pour résoudre les instabilités

À l'extrémité inférieure de la plage de fréquences, l'antenne-cadre présente une distribution très uniforme du courant, et la forme du cadre donne des différences négligeables. Ainsi, la réduction du nombre de segments pour le calcul des valeurs de SIL et des facteurs d'antenne à champ magnétique s'applique.

Annexe M (informative)

Exemple de calcul pour les SAC de 10 m qui ne satisfont pas au critère de ± 4 dB dans la plage de fréquences de 9 kHz à 30 MHz

Les estimations de l'incertitude de mesure sont données dans la CISPR 16-4-2 pour les résultats obtenus à l'aide des méthodes de mesure normalisées par la CISPR 16-2-3.

NOTE 1 Toutefois, au moment de la publication du présent document, la CISPR 16-4-2 n'inclus par le cas d'essai pour les mesures d'émissions rayonnées au-dessous de 30 MHz avec l'antenne-cadre magnétique.

Si $U_{\text{lab}} > U_{\text{CISPR}}$, alors la différence $U_{\text{lab}} - U_{\text{CISPR}}$ est ajoutée à l'intensité de champ mesurée, avant comparaison à la limite applicable pour déterminer la conformité de l'EUT.

Une valeur de 5,2 dB est donnée pour U_{CISPR} pour les mesures des perturbations de champ magnétique, d'après le Tableau M.1.

Dans le bilan d'incertitude de cette valeur, la contribution de l'emplacement d'essai est, par hypothèse, de ± 4 dB avec une distribution triangulaire.

Tableau M.1 – Incertitude de mesure des résultats des perturbations rayonnées de 9 kHz à 30 MHz

Grandeur d'entrée	X_i	Incertitude sur x_i		$u(x_i)$	c_i	$c_i u(x_i)$
		dB	Fonction de distribution de probabilité	dB		dB
Contribution 1	?	?	?	?	1	?
Contribution 2	?	?	?	?	1	?
...		...	...	...	...	...
Contribution N	?	?	?	?	1	?
Imperfections de l'emplacement	δA_i	± 4	Triangulaire	1,63	1	1,63
NOTE Les symboles "?" indiquent de futures contributions aux incertitudes, à spécifier par le CISPR/A dans le projet de maintenance de la CISPR 16-4-2.						

Ainsi, l'incertitude globale $U(H) = 2u_c(H) = 5,2$ dB.

Si l'emplacement d'essai ne peut pas satisfaire au critère de ± 4 dB, U_{lab} augmente également; voir Tableau M.2.

Tableau M.2 – Influence de δA_i sur U_{lab}

δA_i dB	± 4	± 5	± 6	± 7	± 8	± 9	± 10	± 11	± 12
U_{lab} dB	5,20	5,75	6,35	7,00	7,68	8,39	9,11	9,85	10,60
$U_{\text{lab}} - U_{\text{CISPR}}$ dB	0,00	0,55	1,15	1,8	2,48	3,19	3,91	4,65	5,4

Un exemple de résultats de validation de l'emplacement qui ne satisfont pas au critère de ± 4 dB est donné à la Figure L.1. Les résultats pour H_x ainsi que pour H_y dépassent la limite de ± 4 dB dans la plage de fréquences au-dessus de 1 MHz. Le résultat pour H_z ne dépasse pas la limite de ± 4 dB dans l'ensemble de la plage de fréquences, aucune correction n'est donc exigée, pour les mesures sur des EUT avec l'antenne-cadre dans l'orientation Z.

NOTE 2 Le résultat de validation de l'emplacement est hypothétique, mais il s'agit d'un résultat type.

Les résultats de la Figure M.1 sont utilisés pour calculer U_{lab} pour chaque fréquence et chaque orientation; voir Figure M.2. Au-dessus de 1 MHz, lorsque les résultats dépassent la limite de ± 4 dB, U_{lab} dépasse également la valeur de U_{CISPR} ; voir Tableau M.2.

La différence entre U_{lab} et U_{CISPR} (le facteur de correction) est représentée à la Figure M.3. La correction exigée dépend de la fréquence et de l'orientation de l'antenne.

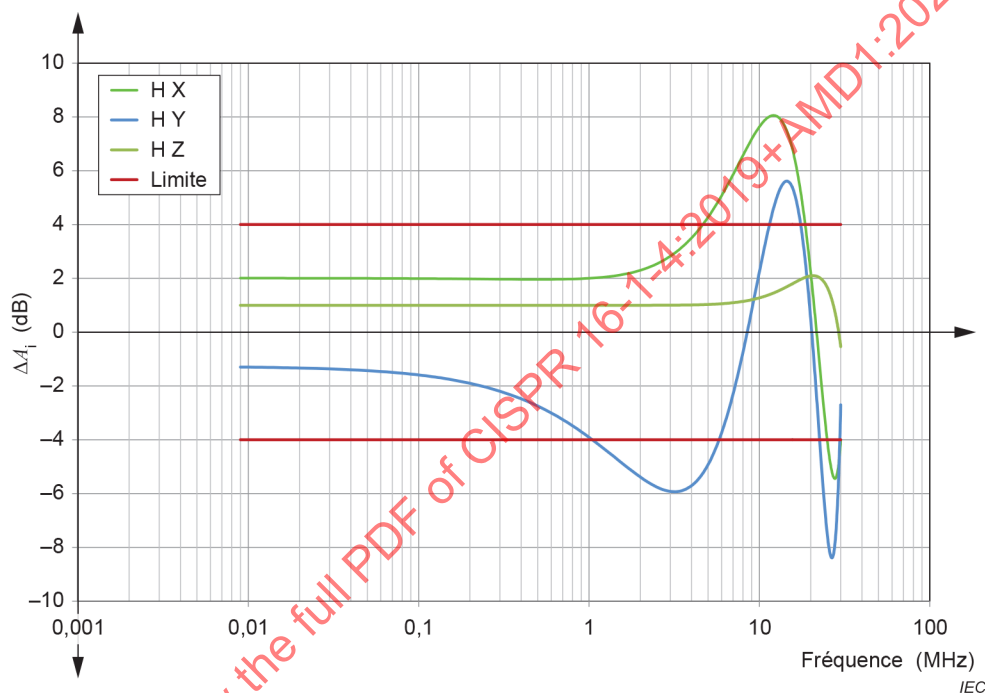


Figure M.1 – Exemple de résultat de validation de l'emplacement

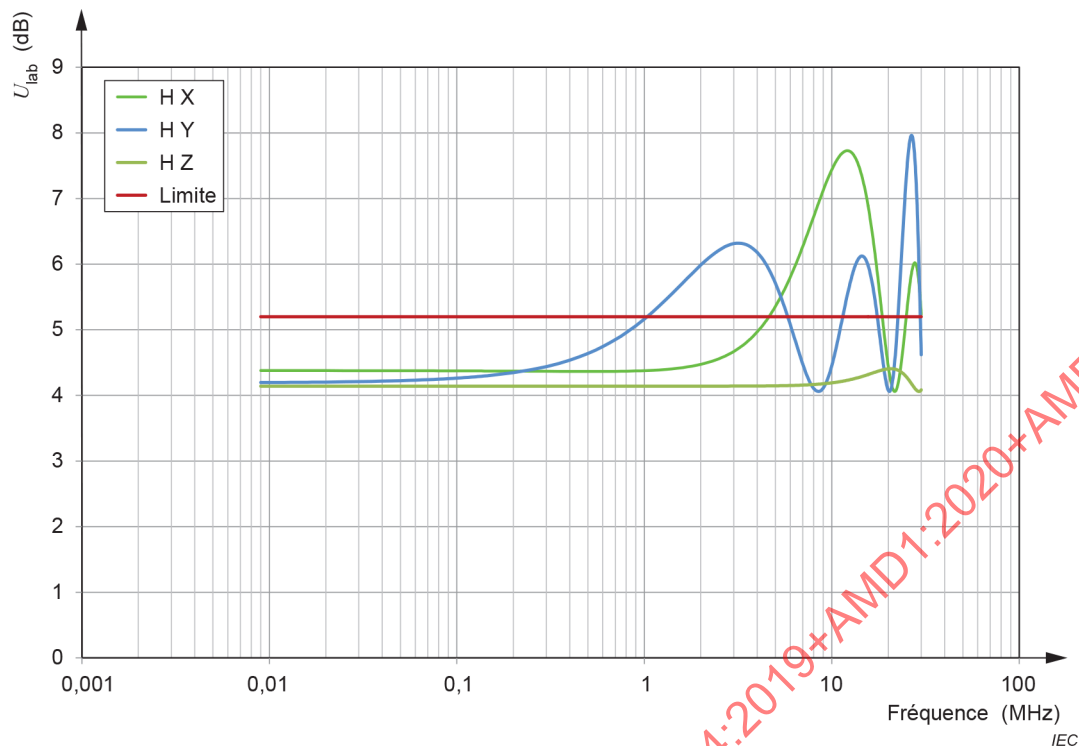


Figure M.2 – U_{lab} calculée à partir du résultat de validation de l'emplacement

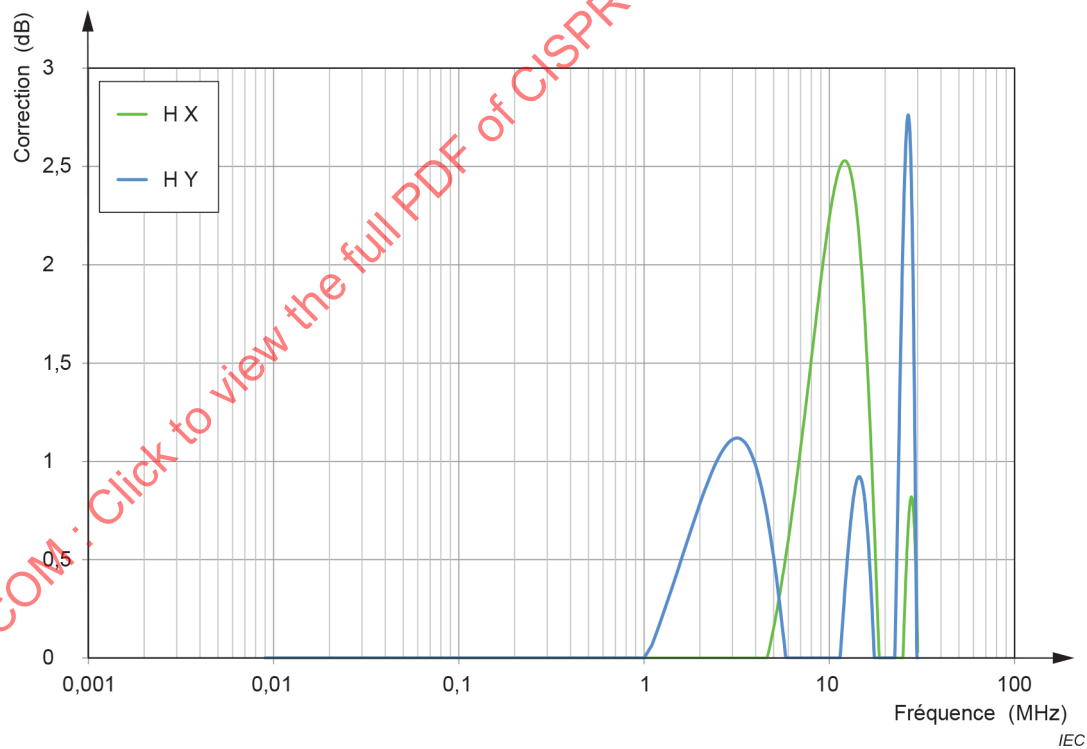


Figure M.3 – Facteur de correction dépendant de la fréquence

Annexe N (normative)

Étalonnage de la somme des facteurs d'antenne du champ magnétique dans la plage de fréquences de 9 kHz à 30 MHz

N.1 Généralités

La méthode NSIL pour la validation des emplacements d'essai est donnée en 5.5.2. L'écart de perte d'insertion de l'emplacement y est calculé à l'aide de l'Équation (N.1).

$$\Delta A_i = V_{\text{DIRECT}} - V_{\text{SITE}} - (F_{\text{aH,T}} + F_{\text{aH,R}}) - A_{\text{Ni}} \quad (\text{N.1})$$

L'insertion de parenthèses autour des termes qui représentent les facteurs d'antenne de l'Équation (27) montre que seule la somme des facteurs d'antenne à champ magnétique $F_{\text{aH,T}}$ et $F_{\text{aH,R}}$ est exigée, d'après l'Équation (N.1). Cela permet l'utilisation d'une méthode d'étalonnage d'antenne modifiée, en lieu et place des méthodes de la CISPR 16-1-6. L'étalonnage des deux antennes-cadres en tant que paire présente l'avantage de réduire potentiellement l'incertitude de mesure des résultats de mesure de validation d'emplacement.

La méthode n'est pas destinée à l'étalonnage d'un facteur d'antenne à champ magnétique utilisé pour les mesures des perturbations rayonnées. Les méthodes d'étalonnage des facteurs d'antenne à champ magnétique sont données dans la CISPR 16-1-6.

N.2 Procédure d'étalonnage

Si une seule mesure de SIL (voir Figure N.1) est effectuée entre les deux antennes, l'Équation (N.1) est réduite à l'Équation (N.2):

$$F_{\text{aH,T}} + F_{\text{aH,R}} = A_i - A_{\text{Ni}} \quad (\text{N.2})$$

où

A_i est la SIL entre les antennes; lorsqu'elle est mesurée à l'aide d'un analyseur de réseau, la perte d'insertion de l'emplacement est donnée par:

$$A_i = -20 \lg |S_{21}| \quad \text{en dB};$$

A_{Ni} est la perte d'insertion normalisée de l'emplacement, en dB(m²/S²).

Les antennes sont montées dans l'orientation H_x . La NSIL doit être obtenue à partir du NEC; voir Annexe J. Dans la simulation, la forme de l'antenne, sa taille et la position du point d'alimentation doivent être prises en compte.

NOTE Pour les antennes-cadres non circulaires, cette méthode présente une différence par rapport à la méthode RSM pour l'orientation H_z . La différence est égale à la sensibilité au champ électrique dans l'espace libre et peut être corrigée. Cette propriété peut être estimée par simulation numérique; voir Article J.2. Il s'agit de la différence de facteur d'antenne à champ magnétique si l'antenne est tournée de 90° autour de l'axe Y [32].

La distance entre les antennes doit être comprise entre 0,3 m et 1 m. Il est facile de maintenir un rapport signal sur bruit suffisant dans cette plage de distances, et l'influence des objets à proximité est faible.

La hauteur au-dessus du sol doit être d'au moins 1,3 m. Le plan de sol doit être inclus dans le calcul NEC de la NSIL.

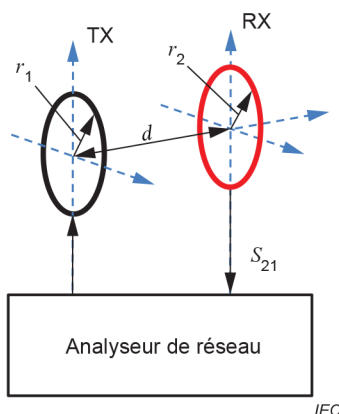


Figure N.1 – Disposition des antennes pour la méthode de somme des facteurs d'antenne

N.3 Incertitudes de mesure

Le mesurande ($F_{aH,T} + F_{aH,R}$) est calculé selon l'Équation (N.3), avec les symboles décrits dans le Tableau N.1:

$$F_{aH,T} + F_{aH,R} = V_{\text{DIRECT}} - V_{\text{SITE}} - A_{\text{Ni}} + \delta V_{\text{M1}} + \delta V_{\text{M2}} + \delta V_{\text{M3}} + \delta V_{\text{i}} + \delta V_{\text{Pos}} \quad (\text{N.3})$$

Tableau N.1 – Exemple de bilan d'incertitude pour la méthode de somme des facteurs d'antenne

Grandeur d'entrée	X_i	Incertitude sur x_i		$u(x_i)$	c_i	$ c_i u(x_i) $
		dB	Fonction de distribution de probabilité	dB		dB
Valeur de VNA ¹	V_{DIRECT}	±0,01	Rectangulaire	0,006	1	0,006
Valeur de VNA ²	V_{SITE}	±0,15	Rectangulaire	0,087	-1	0,09
Valeurs de NSIL ³	A_{Ni}	±0,1	Normale ($k = 2$)	0,05	-1	0,05
Désadaptation ⁴						
Accès 1 – Accès 2	δV_{M1}	±0,15	En forme de U	0,11	1	0,11
Accès 1 – Antenne Tx	δV_{M2}	-0,28/+0,29	En forme de U	0,2	1	0,25
Antenne Rx – Accès 2	δV_{M3}	±0,16	En forme de U	0,11	1	0,13
Imperfections de l'emplacement ⁵	δV_{i}	±0,1	Normale ($k = 2$)	0,05	1	0,05
Positionnement de l'antenne ⁶	δV_{Pos}	±0,21	Normale ($k = 1$)	0,21	1	0,21
Les exposants renvoient aux numéros des NOTES de l'Article N.3.						

Ainsi: $2u_c(F_{aH,T} + F_{aH,R}) = 0,6 \text{ dB}$.

NOTE 1 La contribution aux incertitudes de V_{DIRECT} est fondée sur le bruit de trace spécifié et sur l'influence du bruit de fond indiqué par le fabricant du VNA. En général, l'influence de la non-linéarité peut être négligée. Si cette hypothèse n'est pas valide, une autre contribution est prise en compte en fonction de la spécification du fabricant du VNA.

NOTE 2 Pour V_{SITE} , lorsqu'un signal de faible amplitude est mesuré, la principale influence est le bruit. La valeur du bruit dépend du SNR. En raison de la proximité immédiate des antennes, le bruit n'est pas particulièrement déterminant.

NOTE 3 Pour plus d'informations sur l'exactitude des valeurs de NSIL A_{Ni} , voir l'Annexe K.

NOTE 4 Concernant la désadaptation, l'hypothèse retenue est un affaiblissement de réflexion du VNA de 15 dB, un ROS de l'antenne d'émission de 3:1 et un ROS de l'antenne de réception de 1,5:1. Des atténuateurs de 10 dB avec un ROS de 1,1:1 sont utilisés sur l'antenne d'émission et l'antenne de réception.

NOTE 5 En raison de la faible distance entre les antennes, la contribution des imperfections de l'emplacement est faible. Des informations supplémentaires peuvent être obtenues en 5.2.3.2 de la CISPR 16-1-6:2014/AMD2:2022.

NOTE 6 Influence combinée de l'inexactitude de la taille de l'antenne et du désalignement latéral et angulaire. La valeur est calculée à l'aide de la méthode de Monte-Carlo; voir Annexe J de la CISPR 16-1-6:2014/AMD2:2022.

Bibliographie

- [1] IEC 61169-8, *Radio-frequency connectors – Part 8: Sectional specification – RF coaxial connectors with inner diameter of outer conductor 6,5 mm (0,256 in) with bayonet lock – Characteristic impedance 50 Ω (type BNC)* (précédemment IEC 60169-8) (disponible en anglais seulement)
- [2] BEECKMAN, P. A., The influence of positioning tables on the results of radiated EMC measurements, *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Montreal, Quebec, Canada, 2001, p. 280-285 (disponible en anglais seulement)
- [3] BURKE, G. J. et POGGIO, A.J., *Numerical Electromagnetic Code – Method of Moments*, Lawrence Livermore Laboratory, Californie, janvier 1981 (disponible en anglais seulement)
- [4] GARBE, H., *New EMC Test Facilities for Radiation Measurements. Review of Radio Science 1999-2002*, John Wiley & Sons, New York, 2002 (disponible en anglais seulement)
- [5] MOSSHAMMER, P. *Untersuchung der Einflüsse des Messzubehörs und der Umgebung auf die Messunsicherheit bei der Messung der Störfeldstärke auf Freifeldmessplätzen (Investigation of the influences of the measuring accessories and the environment on the measurement uncertainty with the measurement of the perturbative field strength on free field measuring positions)*, Diplomarbeit an Fachhochschule für Technik und Wirtschaft Berlin (disponible en allemand seulement)
- [6] ETR 273-1-1:1998, *Electromagnetic compatibility and radio spectrum matters (ERM); Improvement of radiated methods of measurement (using test sites) and evaluation of the corresponding measurement uncertainties – Part 1: Uncertainties in the measurement of mobile radio equipment characteristics – Section 1: Introduction; Subclause 8.3.4.3: Antenna mast, turntable and mounting fixture*, ETSI Technical Report, European Telecommunications Standards Institute, Sophia Antipolis, France (disponible en anglais seulement)
- [7] MIL-STD-461A, *Electromagnetic Interference (EMI) Characteristics Requirements for Equipment* (Disponible en anglais seulement)
- [8] ZOMBOLAS, G., The effects of table material on radiated field strength measurement reproducibility at open area test sites, *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Montreal, Quebec, Canada, 2001, p. 260-264 (disponible en anglais seulement)
- [9] BERGERVOET J.R. and VAN VEEN, H., A Large-Loop Antenna for Magnetic Field Measurements, *Proceedings of the 8th International Zürich Symposium on Electromagnetic Compatibility*, March 1989, ETH Zentrum – IKT, 8092 Zürich, Switzerland, p. 29-34 (disponible en anglais seulement)
- [10] SCHELKUNOFF, S.A. and FRIIS, H.T., *Antennas: Theory and Practice*, New York: John Wiley and Sons, Inc., 1952, p. 302-331 (disponible en anglais seulement)
- [11] CLC/TR 50481, *Recommendations on filters for shielded enclosures*, CENELEC, April 2009 (disponible en anglais seulement)
- [12] CLC/TR 50484, *Recommendations for shielded enclosures*, CENELEC, April 2009 (disponible en anglais seulement)

- [13] prEN 50147-3:1998, *Electromagnetic Compatibility Basic Emission Standard, Part 3: Emission Measurements in Fully Anechoic Rooms*, TC210-WG4-9905, CENELEC, Brussels, January 1999 (disponible en anglais seulement)
- [14] GARN, H., Müllner, W., Buchmayr, M., Site-Reference Method for EMC Test Site Validation, *Frequenz* 53, July-August 1999, p. 151 (disponible en anglais seulement)
- [15] GISIN, F., Using ANSI C63.5 standard site method antenna factors for verifying ANSI C63.4 site attenuation requirements, *Proceedings of the IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Dallas, 9-13 August 1993, p. 313-314 (disponible en anglais seulement)
- [16] GARN, H. F., BUCHMAYR, M., MÜLLNER, W. and RASINGER, J., Primary standards for antenna factor calibration in the frequency range 30 – 1 000 MHz, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, April 1997, vol. 46, no.2, p. 544-548 (disponible en anglais seulement)
- [17] ALEXANDER, M.J., SALTER, M.J., LOADER, B.G., KNIGHT, D.A., Broadband calculable dipole reference antennas, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, February 2002, vol. 44, no.1, p. 45-58 (disponible en anglais seulement)
- [18] FOEGELLE, M.D., Site validation theory 101: Techniques and methods, *Compliance Engineering*, July/August 2000, p. 42-53
www.ce-mag.com/archive/2000/julyaugust/Foegelle.html (disponible en anglais seulement)
- [19] ANSI C63.5-2017, American National Standard for Electromagnetic Compatibility–Radiated Emission Measurements in Electromagnetic Interference (EMI) Control–Calibration of Antennas (9 kHz to 40 GHz) (disponible en anglais seulement)
- [20] MENG, D., A Fast Way to Accurately Calibrate Tunable Dipole Antennas at VHF, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, February 2018, vol. 60, no.1, p. 86-95 (disponible en anglais seulement)
- [21] ~~CISPR 16-1-4/AMD1/FRAG1³, 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~~ Vide
- [22] IEC 61000-4-20, *Compatibilité électromagnétique (CEM) – Partie 4-20: Techniques d'essai et de mesure – Essais d'émission et d'immunité dans les guides d'onde TEM*
- [23] CISPR TR 16-3:2020, *Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods – Part 3: CISPR technical reports* (disponible en anglais seulement)
- [24] CISPR 11, Appareils industriels, scientifiques et médicaux – Caractéristiques de perturbations radioélectriques – Limites et méthodes de mesure
- [25] Trautnitz, F.-W., Riedelsheimer, J., Erstellung eines Validierungsverfahrens für EMV Messplätze im Frequenzbereich von 9 kHz bis 30 MHz mit Magnetfeldantennen, *Internationale Fachmesse und Kongress für Elektromagnetische Verträglichkeit*, Düsseldorf, 11.-13.03.2014, e-emv.com, VDE Verlag GmbH

³—Sous-préparation. Stade au moment de la publication: CISPR CCDV 16-1-4/AMD1/FRAG1:2018.

- [26] Kriz, A., Saturation of active loop antennas, *Electromagnetic Compatibility (EMC), 2016 IEEE International Symposium on*, 25-29 juillet 2016, IEEE
- [27] Voors, A., *NEC based antenna modeler and optimizer 4NEC2*, Version 5.8.16, <http://www.qsl.net/4nec2/>
- [28] Smith, A.A., German, R.F., Pate, J.B., Calculation of Site Attenuation from Antenna Factors, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. EMC-24, n° 3, août 1982
- [29] FUJII, K., Sakai, K., Sugiyama, T., Sebata, K., et 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, n° 1, déc. 2016, p. 71-81
- [30] 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.-déc. 1967, vol. 71C, n° 4, p. 319-326 (<https://www.nist.gov/nist-research-library/journal-research-volume-71c>)
- [31] Kriz, A., Ground loops during site validation of anechoic rooms below 30 MHz, *Electromagnetic Compatibility (EMC), 2018 IEEE International Symposium*, 30 juillet – 3 août 2018, IEEE
- [32] FUJII, K., Basic characteristics of magnetic field antenna factor of loop antennas for EMI measurements, *IEICE Communications Express*, vol.11, no. 10, p.643-648, Oct. 2022
- [33] FUJII, K., Effects of feed gap arrangements of loop antennas on site validation for EMI measurements below 30 MHz, *IEICE Communications Express*, vol.11, no.11, Nov. 2022, p.721-726
- [34] ISHII, M., YOSHIDA, H., DANJO, Y., KUROKAWA, S., FUJII, K., A Study on Characteristics of Semi-anechoic Chambers below 30 MHz, *IEEE 2014 International Symposium on EMC – EMC Europe*, Sep. 2014, p.934-939

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of CISPR 16-1-4:2019+AMD1:2020+AMD2:2023 CSV

FINAL VERSION

VERSION FINALE



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

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

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

CONTENTS

FOREWORD.....	9
1 Scope.....	11
2 Normative references	11
3 Terms, definitions and abbreviated terms	12
3.1 Terms and definitions.....	12
3.2 Abbreviated terms.....	17
4 Antennas for measurement of radiated radio disturbance	18
4.1 General.....	18
4.2 Physical parameter (measurand) for radiated disturbance measurements	18
4.3 Antennas for the frequency range 9 kHz to 150 kHz.....	18
4.3.1 General.....	18
4.3.2 Magnetic field antenna.....	19
4.3.3 Shielding of loop antenna	20
4.4 Antennas for the frequency range 150 kHz to 30 MHz.....	20
4.4.1 Electric field antenna	20
4.4.2 Magnetic field antenna.....	20
4.4.3 Balance and electric field discrimination of antennas	21
4.5 Antennas for the frequency range 30 MHz to 1 000 MHz.....	21
4.5.1 General.....	21
4.5.2 Low-uncertainty antenna for use if there is an alleged non-compliance to the electric disturbance field strength limit	21
4.5.3 Antenna characteristics.....	21
4.5.4 Balance of antenna	23
4.5.5 Cross-polar response of antenna	24
4.6 Antennas for the frequency range 1 GHz to 18 GHz.....	25
4.6.1 General.....	25
4.6.2 Receive antenna.....	26
4.7 Special antenna arrangements – large-loop antenna system.....	28
5 Test sites for measurement of radio disturbance field strength for the frequency range of 9 kHz to 30 MHz	29
5.1 General.....	29
5.2 Radio-frequency ambient environment of a test site	29
5.3 Measurement distance and test volume	29
5.4 Set-up table and antenna positioner.....	29
5.5 Validation procedure of test site.....	29
5.5.1 General.....	29
5.5.2 Normalized site insertion loss (NSIL)	34
5.5.3 Reference site method	34
5.5.4 Acceptance criterion	35
6 Test sites for measurement of radio disturbance field strength for the frequency range of 30 MHz to 1 000 MHz	35
6.1 General.....	35
6.2 OATS.....	35
6.2.1 General.....	35
6.2.2 Weather-protection enclosure	36
6.2.3 Obstruction-free area	36
6.2.4 Radio-frequency ambient environment of a test site.....	37

6.2.5	Ground plane	38
6.3	Suitability of other test sites	38
6.3.1	Other ground-plane test sites	38
6.3.2	Test sites without ground plane (FAR)	38
6.4	Test site validations	39
6.4.1	General	39
6.4.2	Overview of test site validations	39
6.5	Basic parameters of the NSA method for OATS and SAC	40
6.5.1	General equation and table of theoretical NSA values	40
6.5.2	Antenna calibration	44
6.6	Reference site method for OATS and SAC	44
6.6.1	General	44
6.6.2	Antennas not permitted for RSM measurements	45
6.6.3	Determination of the antenna pair reference site attenuation on a REFTS	45
6.6.4	Determination of the antenna pair reference site attenuation using an averaging technique on a large OATS	46
6.7	Validation of an OATS by the NSA method	49
6.7.1	Discrete frequency method	49
6.7.2	Swept frequency method	50
6.8	Validation of a weather-protection-enclosed OATS or a SAC	51
6.9	Possible causes for exceeding site acceptability limits	53
6.10	Site validation for FARs	54
6.10.1	General	54
6.10.2	RSM for FAR sites	58
6.10.3	NSA method for FAR sites	60
6.10.4	Site validation criteria for FAR sites	62
6.11	Evaluation of set-up table and antenna tower	62
6.11.1	General	62
6.11.2	Evaluation procedure for set-up table influences	63
7	Test sites for measurement of radio disturbance field strength for the frequency range 1 GHz to 18 GHz	64
7.1	General	64
7.2	Reference test site	65
7.3	Test site validation	65
7.3.1	General	65
7.3.2	Acceptance criterion for site validation	66
7.4	Antenna requirements for S_{VSWR} standard test procedure	66
7.4.1	General	66
7.4.2	Transmit antenna	67
7.4.3	Antennas and test equipment for the S_{VSWR} reciprocal test procedure	69
7.5	Required positions for site validation testing	70
7.5.1	General	70
7.5.2	Descriptions of S_{VSWR} measurement positions in a horizontal plane (Figure 23)	70
7.5.3	Descriptions of S_{VSWR} additional measurement positions (Figure 24)	71
7.5.4	Summary of S_{VSWR} measurement positions	72
7.6	S_{VSWR} site validation – standard test procedure	75
7.7	S_{VSWR} site validation – reciprocal test procedure using an isotropic field probe	76

7.8	S_{VSWR} conditional measurement position requirements	77
7.9	S_{VSWR} site validation test report	78
7.10	Limitations of the S_{VSWR} site validation method	78
7.11	Alternative test sites	79
8	Common mode absorption devices	79
8.1	General	79
8.2	CMAD S -parameter measurements	79
8.3	CMAD test jig	79
8.4	Measurement method using the TRL calibration	80
8.5	Specification of ferrite clamp-type CMAD	82
8.6	CMAD performance (degradation) check using spectrum analyzer and tracking generator	83
9	Reverberating chamber for total radiated power measurement	85
10	TEM waveguides for radiated disturbance measurements	85
	Annex A (normative) Parameters of antennas	86
A.1	General	86
A.2	Preferred antennas	86
A.2.1	General	86
A.2.2	Calculable antenna	86
A.2.3	Low-uncertainty antennas	86
A.3	Simple dipole antennas	87
A.3.1	General	87
A.3.2	Tuned dipole	88
A.3.3	Shortened dipole	88
A.4	Broadband antenna parameters	89
A.4.1	General	89
A.4.2	Antenna type	90
A.4.3	Specification of the antenna	90
A.4.4	Antenna calibration	91
A.4.5	Antenna user information	91
	Annex B (XXX) (Void)	92
	Annex C (normative) Large-loop antenna system for magnetic field induced-current measurements in the frequency range of 9 kHz to 30 MHz	93
C.1	General	93
C.2	Construction of an LLAS	93
C.3	Construction of a large-loop antenna (LLA)	93
C.4	Validation of an LLAS	98
C.5	Construction of the LLAS verification dipole antenna	100
C.6	Conversion factors	101
C.6.1	General	101
C.6.2	Current conversion factors for an LLAS with non-standard diameter	102
C.6.3	Conversion of LLAS measured current to magnetic field strength	103
C.7	Examples	105
	Annex D (normative) Construction details for open area test sites in the frequency range of 30 MHz to 1 000 MHz (see Clause 6)	107
D.1	General	107
D.2	Ground plane construction	107
D.2.1	Material	107
D.2.2	Roughness	107

D.3	Services to EUT	108
D.4	Weather-protection enclosure construction	108
D.4.1	Materials and fasteners	108
D.4.2	Internal arrangements	109
D.4.3	Size	109
D.4.4	Uniformity with time and weather	109
D.5	Turntable and set-up table	109
D.6	Receive antenna mast installation	110
Annex E (xxx) (Void)		111
Annex F (informative) Basis for ± 4 dB site acceptability criterion (see Clause 6)		112
F.1	General	112
F.2	Error analysis	112
Annex G (informative) Examples of uncertainty budgets for site validation of a COMTS using RSM with a calibrated antenna pair (see 6.6)		114
G.1	Quantities to be considered for antenna pair reference site attenuation calibration using the averaging technique	114
G.2	Quantities to be considered for antenna pair reference site attenuation calibration using a REFTS	115
G.3	Quantities to be considered for COMTS validation using an antenna pair reference site attenuation	116
Annex H (informative) Definition of uncertainty in cross-polar response measurement		117
H.1	General	117
H.2	Example uncertainty estimate	119
H.3	Rationale for the estimates of input quantities in Table H.1 and Table H.3	120
H.4	Measurement of XPR below 100 MHz at an OATS	121
Annex I (informative) Measurement uncertainties of COMTS validation results in the frequency range 9 kHz to 30 MHz		123
I.1	Quantities to be considered for COMTS validation using the NSIL method	123
I.2	Quantities to be considered for COMTS validation using the RSM method	125
Annex J (normative) Derivation of NSIL values in the frequency range 9 kHz to 30 MHz		127
J.1	General	127
J.2	Magnetic field antenna factor	127
J.3	Site insertion loss	129
J.4	Normalized site insertion loss	130
J.5	NSIL tables	134
Annex K (informative) Recommendations for the design of test sites in the frequency range 9 kHz to 30 MHz		139
K.1	General	139
K.2	Dimensions and quality of the ground plane	139
K.3	Obstruction free area	140
K.4	Resonance-free area	140
Annex L (informative) Accuracy of NSIL values in the frequency range of 9 kHz to 30 MHz		142
L.1	General	142
L.2	Cross check of NEC with analytic formulas	142
L.3	Recommended NEC versions	143
L.4	Instabilities at the lower frequency end	144
L.5	Extrapolation methods to solve instabilities	144

L.6 Reducing the number of segments to solve instabilities	144
Annex M (informative) Example calculation for 10 m SACs that do not fulfil the ± 4 dB criterion within 9 kHz to 30 MHz.....	145
Annex N (normative) Calibration of the sum of magnetic field antenna factors in the frequency range of 9 kHz to 30 MHz	148
N.1 General.....	148
N.2 Calibration procedure.....	148
N.3 Measurement uncertainties	149
Bibliography.....	151
Figure 34 – Example of size-compliant loop antenna.....	19
Figure 1 – Schematic of radiation from EUT reaching an LPDA antenna directly and via ground reflection at a 3 m site, showing the beamwidth half-angle, ϕ , at the reflected ray.....	22
Figure 2 – RX antenna E-plane radiation pattern example, with limit area shaded for 3 m distance and 2 m EUT width.....	27
Figure 3 – Determination of maximum useable EUT width using half-power beamwidth	27
Figure 4 – Determination of maximum useable EUT height using half-power beamwidth	28
Figure 35 – General arrangement of the three measurement orientations H_x , H_y and H_z , where d is the measurement distance and h is the height of the reference point	31
Figure 36 – Antenna positions.....	32
Figure 37 – Antenna positions.....	33
Figure 38 – Test set-up for V_{DIRECT} with power amplifier and attenuator	34
Figure 5 – Obstruction-free area of a test site with a turntable	37
Figure 6 – Obstruction-free area with stationary EUT	37
Figure 7 – Test point locations for 3 m and 10 m test distances	46
Figure 8 – Paired test point locations for all test distances.....	48
Figure 9 – Example of paired test point selection for a test distance of 10 m.....	48
Figure 10 – Illustration of an investigation of influence of antenna mast on A_{APR}	49
Figure 11 – Typical antenna positions for a weather-protected OATS or a SAC – vertical polarization validation measurements	52
Figure 12 – Typical antenna positions for a weather-protected OATS or a SAC – horizontal polarization validation measurements	52
Figure 13 – Typical antenna positions for a weather-protected OATS or a SAC – vertical polarization validation measurements for a smaller EUT	53
Figure 14 – Typical antenna positions for a weather-protected OATS or a SAC – horizontal polarization validation measurements for a smaller EUT	53
Figure 15 – Measurement positions for FAR site validation	56
Figure 16 – Example of one measurement position and antenna tilt for FAR site validation	58
Figure 17 – Typical quasi free-space test site reference SA measurement set-up	60
Figure 18 – Theoretical free-space NSA as a function of frequency for different measurement distances [see Equation (16)].....	62
Figure 19 – Position of the antenna relative to the edge above a rectangle set-up table (top view).....	64
Figure 20 – Antenna position above the set-up table (side view).....	64
Figure 21 – Transmit antenna E-plane radiation pattern example (this example is for informative purposes only).....	68

Figure 22 – Transmit antenna H-plane radiation pattern (this example is for informative purposes only)	69
Figure 23 – S_{VSWR} measurement positions in a horizontal plane (see 7.5.2 for description)	70
Figure 24 – S_{VSWR} positions (height requirements)	72
Figure 25 – S_{VSWR} conditional measurement position requirements	78
Figure 26 – Definition of the reference planes inside the test jig	80
Figure 27 – The four configurations for the TRL calibration	82
Figure 28 – Limits for the magnitude of S_{11} , measured according to the provisions of 8.1 to 8.3	83
Figure 29 – Example of a 50 Ω adaptor construction in the vertical flange of the jig	84
Figure 30 – Example of a matching adaptor with balun or transformer	84
Figure 31 – Example of a matching adaptor with resistive matching network	85
Figure A.1 – Short dipole antenna factors for $R_L = 50 \Omega$	89
Figure C.1 – The LLAS, consisting of three mutually perpendicular large-loop antennas	95
Figure C.2 – An LLA containing two opposite slits, positioned symmetrically with respect to the current probe C	96
Figure C.3 – Construction of an LLA slit	96
Figure C.4 – Example of an LLA slit construction using a strap of printed circuit board to obtain a rigid construction	97
Figure C.5 – Construction of the metal box containing the current probe	97
Figure C.6 – Example showing the routing of several cables from an EUT to minimize capacitive coupling from the leads to the LLAS	98
Figure C.7 – The eight positions of the LLAS verification dipole during validation of an LLA	99
Figure C.8 – Reference validation factors for loops of 2 m, 3 m, and 4 m diameters	99
Figure C.9 – Construction of the LLAS verification dipole antenna	101
Figure C.10 – Sensitivity S_D of an LLA with diameter D relative to an LLA with 2 m diameter	102
Figure C.11 – Conversion factor C_{dA} [for conversion into dB(μ A/m)] for three standard measurement distances d	104
Figure D.1 – The Rayleigh criterion for roughness in the ground plane	108
Figure J.1 – Investigation of wire radius, normalized to 0,001 m	131
Figure J.2 – Investigation of feed point location (not to scale)	132
Figure J.3 – Variation of NSIL values for various set-ups, for a distance of 3 m, $h = 1,3$ m	134
Figure J.4 – Specification of feed point location for tabular values (not to scale)	135
Figure J.5 – Calculation examples, loop diameter 60 cm, feed point location per Figure J.4	137
Figure K.1 – Recommended minimum dimensions of the ground plane (top view)	139
Figure K.2 – Recommended obstruction free area (top view)	140
Figure L.1 – Comparison of NSIL values by analytic formulas and computer simulation	143
Figure M.1 – Example site validation result	146
Figure M.2 – U_{lab} calculated from site validation result	147
Figure M.3 – Frequency-dependent correction factor	147
Figure N.1 – Antenna arrangement for the sum of antenna factors method	149

Table 9 – Maximum frequency step size	30
Table 10 – Acceptance criterion.....	35
Table 1 – Site validation methods applicable for OATS, OATS-based, SAC, and FAR site types	39
Table 2 – Theoretical normalized site attenuation, A_N – recommended geometries for broadband antennas ^a (1 of 2)	42
Table 3 – Example template for A_{APR} data sets	45
Table 4 – RSM frequency steps	45
Table 5 – Maximum dimensions of test volume versus test distance	54
Table 6 – Frequency ranges and step sizes for FAR site validation.....	58
Table 7 – S_{VSWR} measurement position designations (1 of 3).....	73
Table 8 – S_{VSWR} reporting requirements	78
Table C.1 – Reference validation factors of Figure C.8 for loops of 2 m, 3 m, and 4 m diameters.....	100
Table C.2 – Sensitivity S_D of an LLA with diameter D relative to an LLA with 2 m diameter (Figure C.10).....	103
Table C.3 – Magnetic field strength conversion factor C_{dA} for three measurement distances (Figure C.11).....	105
Table D.1 – Maximum roughness for 3 m, 10 m and 30 m measurement distances	108
Table F.1 – Error budget.....	112
Table G.1 – Antenna pair reference site attenuation calibration using the large-OATS averaging technique.....	114
Table G.2 – Antenna pair reference site attenuation calibration using REFTS	115
Table G.3 – COMTS validation using an antenna pair reference site attenuation.....	116
Table H.1 – Example uncertainty estimate for XPR measurement in a FAR and assumed $a_{xpT} = 22$ dB, $a_{xpR} = 34$ dB	120
Table H.2 – Uncertainties depending on other values of A_{xpT} (other assumptions as in Table H.1).....	121
Table H.3 – Example uncertainty estimate for XPR measurement at an OATS and assumed $a_{xpT} = 22$ dB, $a_{xpR} = 34$ dB	122
Table I.1 – Example measurement uncertainty budget for COMTS validation using the NSIL method.....	123
Table I.2 – Example measurement uncertainty budget for COMTS validation using the RSM method.....	125
Table J.1 – Calculation examples (loop diameter 60 cm, $d = 3$ m, $h = 1,3$ m).....	137
Table J.2 – Calculation examples (loop diameter 60 cm, $d = 5$ m, $h = 1,3$ m).....	137
Table J.3 – Calculation examples (loop diameter 60 cm, $d = 10$ m, $h = 1,3$ m).....	138
Table K.1 – Skin depth for some practical materials at 9 kHz	140
Table L.1 – Recommended NEC implementations.....	143
Table L.2 – Observed instabilities	144
Table M.1 – Measurement uncertainty of radiated disturbance results from 9 kHz to 30 MHz	145
Table M.2 – Influence of δA_i on U_{lab}	145
Table N.1 – Example of an uncertainty budget for sum of antenna factors method	149

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION
INTERNATIONAL SPECIAL COMMITTEE ON RADIO INTERFERENCE

**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**

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 amendment has been prepared for user convenience.

CISPR 16-1-4 edition 4.2 contains the fourth edition (2019-01) [documents CIS/A/1262/FDIS and CIS/A/1275/RVD], its amendment 1 (2020-06) [documents CIS/A/1316/FDIS and CIS/A/1320/RVD] and its amendment 2 (2023-04) [documents CIS/A/1389/FDIS and CIS/A/1393/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.

This edition constitutes a technical revision.

This edition includes the following significant technical changes with respect to the previous edition:

- provisions are added to address test site validation in the frequency range from 30 MHz to 1000 MHz using the reference site method, to take into account the receive antenna radiation pattern in the frequency range from 1 GHz to 18 GHz, and further details on test site validation using the NSA method with broadband antennas in the frequency range from 30 MHz to 1 000 MHz.

International Standard CISPR 16-1-4 has been prepared by CISPR subcommittee A: Radio-interference measurements and statistical methods.

It has the status of a basic EMC publication 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 1-4: Radio disturbance and immunity measuring apparatus – Antennas and test sites for radiated disturbance measurements

1 Scope

This part of CISPR 16 specifies the characteristics and performance of equipment for the measurement of radiated disturbances in the frequency range 9 kHz to 18 GHz. Specifications for antennas and test sites are included.

NOTE In accordance with IEC Guide 107, CISPR 16-1-4 is a basic EMC publication for use by product committees of the IEC. As stated in Guide 107, product committees are responsible for determining the applicability of the EMC standard. CISPR and its sub-committees are prepared to cooperate with product committees in the evaluation of the value of particular EMC tests for specific products.

The requirements of this publication apply at all frequencies and for all levels of radiated disturbances within the CISPR indicating range of the measuring equipment.

Methods of measurement are covered in Part 2-3, further information on radio disturbance is given in Part 3, and uncertainties, statistics and limit modelling are covered in Part 4 of CISPR 16.

2 Normative references

The following documents are referred to in the text in such a way that some or all of their content constitutes requirements of this document. For dated references, only the edition cited applies. For undated references, the latest edition of the referenced document (including any amendments) applies.

CISPR 16-1-1:2019, *Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods – Part 1-1: Radio disturbance and immunity measuring apparatus – Measuring apparatus*

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*
CISPR 16-1-5:2014/AMD1:2016

CISPR 16-1-6:2014, *Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods – Part 1-6: Radio disturbance and immunity measuring apparatus – EMC antenna calibration*

CISPR 16-1-6:2014/AMD1:2017
CISPR 16-1-6:2014/AMD2:2022

CISPR 16-2-3:2016, *Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods – Part 2-3: Methods of measurement of disturbances and immunity – Radiated disturbance measurements*

CISPR 16-2-3:2016/AMD1:2019
CISPR 16-2-3:2016/AMD2:20—

CISPR TR 16-3, *Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods – Part 3: CISPR technical reports*

CISPR 16-4-2, *Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods – Part 4-2: Uncertainties, statistics and limit modelling – Measurement instrumentation uncertainty*

IEC 60050-161, *International Electrotechnical Vocabulary. Chapter 161: Electromagnetic compatibility*

IEC 61000-4-20, *Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 4-20: Testing and measurement techniques – Emission and immunity testing in transverse electromagnetic (TEM) waveguides*

IEC 61000-4-21, *Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 4-21: Testing and measurement techniques – Reverberation chamber test methods*

3 Terms, definitions and abbreviated terms

For the purposes of this document, the terms, definitions and abbreviated terms given in CISPR 16-1-1, CISPR 16-1-5, IEC 60050-161 and the following apply.

ISO and IEC maintain terminological databases for use in standardization at the following addresses:

- IEC Electropedia: available at <http://www.electropedia.org/>
- ISO Online browsing platform: available at <http://www.iso.org/obp>

3.1 Terms and definitions

3.1.1

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 document, for antennas for which a balun is intrinsic to the functioning of the antenna, the term “antenna” includes the balun.

3.1.2

antenna factor

AF

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: The abbreviation AF is used as a general term to denote antenna factor, whereas F_a denotes the boresight AF in free-space. AF is affected by the load impedance (typically 50 Ω) connected to the antenna, and is frequency dependent. For a biconical antenna this impedance could be up to 200 Ω . For antennas with no balun the impedance is equal to the load impedance, typically 50 Ω . AF can be affected by mutual coupling of the antenna to the ground plane, and is directivity dependent. For more details see the definitions and 4.2 in CISPR 16-1-6:2014.

Note 2 to entry: The AF has the physical dimension of m^{-1} and measured data are normally expressed in dB relative to 1/m [dB(m^{-1})]. In radiated disturbance measurements, if F_a is known, the strength of an incident field, E , can be estimated from a reading, V , of a measuring receiver connected to the antenna as follows:

$$E = V + F_a$$

where E is in dB($\mu V/m$), V is in dB(μV) and F_a is in dB(m^{-1}).

3.1.3

antenna pair reference site attenuation

A_{APR}

30 MHz to 1 GHz site attenuation for both vertical and horizontal polarizations using a pair of antennas separated by a specified distance at an ideal open-area test site, with one antenna at a specified fixed height above the ground plane, and the other antenna scanned over a specified height range in which the minimum insertion loss is recorded

Note 1 to entry: While ideal A_{APR} is based on an ideal site, actual A_{APR} is also measured at a REFTS (see 6.6.3), or at a large OATS (see 6.6.4), and the measured values are used as a reference for comparing corresponding site attenuation measurement results at a COMTS as well as for determining the suitability of an OATS for use in the reference site method (RSM).

Note 2 to entry: Because A_{APR} is defined in terms of an ideal OATS, the difference between the actual OATS and an ideal OATS is treated as an uncertainty contribution.

3.1.4

antenna reference point

midpoint of an antenna from which the distance to the EUT or second antenna is measured

Note 1 to entry: The antenna reference point is either defined by the manufacturer using a marker on LPDA antennas or by the calibration laboratory.

3.1.5

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.

3.1.6

calibration test site

CALTS

open area test site with metallic ground plane and tightly specified site attenuation performance in horizontal electric field polarization

Note 1 to entry: A CALTS is used for determining the free-space antenna factor of an antenna.

3.1.7

common mode absorption device

CMAD

device that may be applied on cables leaving the test volume in radiated disturbance measurements to reduce the compliance uncertainty

3.1.8

compliance test site

COMTS

environment that assures valid, reproducible measurement results of the disturbance field strength from equipment under test for comparison to a compliance limit

3.1.9

cross-polar response

XPR

measure of the rejection by the antenna of the cross-polarized field, when the antenna is rotated in a linearly polarized electromagnetic field that is uniform in phase and amplitude over the aperture of the antenna under test

3.1.10

EUT volume

cylinder defined by EUT boundary diameter and height that fully encompasses all portions of the actual EUT, including cable racks and 1,6 m of cable length (30 MHz to 1 GHz) and 0,3 m of cable length (1 GHz and above)

Note 1 to entry: The test volume is one of several criteria limiting the EUT volume (see CISPR 16-2-3).

Note 2 to entry: The EUT volume has a diameter D (boundary diameter) and height h .

3.1.11

fully-anechoic room

FAR

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

Note 1 to entry: For general radiated disturbance measurement purposes, a FAR should be constructed inside a shielded enclosure.

3.1.12

hybrid antenna

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

Note 1 to entry: The longest element of the LPDA section is typically resonant at approximately 200 MHz, and the boom is lengthened at the open-circuit 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 height-dependent antenna factor.

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

3.1.13

ideal open-area test site

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 definition of the measurands A_{APR} , A_{LPR} , and in the calculation of the normalized site attenuation A_N and normalized site insertion loss A_{Ni} for ground plane sites.

3.1.14

insertion loss

loss arising from the insertion of a device into a transmission line, expressed as the ratio of voltages immediately before and after the point of insertion of a device under test, before and after the insertion

Note 1 to entry: Insertion loss is equal to the inverse of the transmission S -parameter, i.e. $|1/S_{21}|$.

3.1.15

low-uncertainty antenna

robust biconical or LPDA antenna that meets the balance and XPR requirements of this document, and whose antenna factor has an uncertainty of less than 0,5 dB, used for the measurement of electric field strength at a defined point in space

Note 1 to entry: Low-uncertainty antennas are further described in A.2.3.

3.1.16

mechanical boresight

boresight direction

boresight

direction of the main beam, which is defined by the geometric properties of the antenna

Note 1 to entry: For EMC antennas the direction of the main beam 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; and 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.

3.1.17

null

minimum 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 signals are in anti-phase, which can result in large uncertainty in the measurement of field strength. A null extends from 90° to 180° out of phase. At 90° the null depth is approximately 6 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).

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.

3.1.18

quasi free-space test site

facility for radiated disturbance measurements that is intended to achieve free-space conditions

Note 1 to entry: Unwanted reflections from the surroundings are kept to a minimum, to satisfy the site acceptance criterion applicable to the radiated disturbance measurement procedure being considered.

3.1.19

reference test site

REFTS

open-area test site with metallic ground plane and tightly specified site attenuation performance in horizontal and vertical electric field polarizations

Note 1 to entry: Site attenuation measurements of a REFTS are used for comparison to corresponding site attenuation measurements of a compliance test site, in order to evaluate the performance of the compliance test site.

3.1.20

reflection coefficient

ratio of a common quantity to both the reflected and incident travelling waves

Note 1 to entry: Hence, the voltage reflection coefficient is defined as the ratio of the complex voltage of the reflected wave to the complex voltage of the incident wave. The voltage reflection coefficient is equal to the scattering parameter S_{11} .

3.1.21

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 wire antenna measured across the gap has zero reactance when the dipole is located in the free space

3.1.22

scattering parameters

S-parameters

set of four parameters used to describe the properties of a two-port network inserted into a transmission line

3.1.23

semi-anechoic chamber

SAC

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

3.1.24

short-open-load-through calibration method

SOLT

through-open-short-match calibration method

TOSM

calibration method for a vector network analyzer using three known impedance standards – short, open, and match/load, and a single transmission standard – through

Note 1 to entry: The SOLT method is widely used, and the necessary calibration kits with 50 Ω characteristic impedance components are commonly available. A full two-port error model includes six error terms for each of the forward and reverse directions, for a total of twelve separate error terms, and requires twelve reference measurements to perform the calibration.

3.1.25

site attenuation

SA

A_s

minimum site insertion loss measured between two polarization-matched antennas located at a test 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 3.1.26) and site attenuation describe essentially the same measurement, however the term site attenuation (SA) is used in the context of finding the minimum site insertion loss (SIL) between a pair of antennas when one antenna is scanned in height above a ground plane.

3.1.26

site insertion loss

SIL

A_i

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

Note 1 to entry: With loop antennas, the locations of their feed points shall be as specified in this document.

3.1.27

test volume

validated volume within a test facility in which an EUT may be positioned

Note 1 to entry: Validation procedures in this document are used to determine the test volume.

Note 2 to entry: The test volume as defined in this document is cylindrical in shape. Different test volume shapes have been defined in other documents, e.g. in cubic form in IEC 61000-4-20 [22] (TEM waveguides).

3.1.28

through-reflect-line (TRL) calibration

calibration method for a vector network analyzer using three known impedance standards “through”, “reflect,” and “line” for the internal or external calibration of the VNA

Note 1 to entry: Four reference measurements are needed for this calibration.

3.1.29

vector network analyzer

VNA

network analyzer capable of measuring complex values of the four S -parameters S_{11} , S_{12} , S_{21} , S_{22}

3.1.30

antenna pair reference site insertion loss

A_{LPR}

9 kHz to 30 MHz site insertion loss for three orientations using a pair of antennas separated by a specified distance at an ideal open-area test site, with both antennas at a specified fixed height above the ground plane and with specified feed point locations

Note 1 to entry: While ideal A_{LPR} is based on an ideal site, actual A_{LPR} is measured at a REFTS (see 5.5.3) and the measured values are used as a reference for comparing corresponding site insertion loss measurement results at a REFTS to evaluate the performance of the COMTS.

Note 2 to entry: Because A_{LPR} is defined in terms of an ideal OATS, the difference between the actual OATS and an ideal OATS is treated as an uncertainty contribution.

3.1.31

feed point (of a shielded loop antenna)

location of the slit in the shielding of the loop antenna

Note 1 to entry: The feed point of a shielded loop antenna is important for a correct set-up. The location of the feed point has an influence on the site insertion loss between two magnetic field antennas [33].

Note 2 to entry: For simulation using NEC [27], the source of the transmit antenna and the load of the receive antenna is placed at this location.

3.2 Abbreviated terms

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

AUT	antenna under test
DANL	displayed average noise level
DRH	double ridged horn
EUT	equipment under test
FSOATS	free-space OATS
HP	horizontal polarization
LLA	large-loop antenna
LLAS	large-loop antenna system
LPDA	log-periodic dipole array
NSA	normalized site attenuation
NSIL	normalized site insertion loss
OATS	open-area test site
PDF	probability density function

RF	radio frequency
RSM	reference site method
RX	receive
S_{VSWR}	site voltage standing wave ratio
TX	transmit
VP	vertical polarization
VSWR	voltage standing wave ratio
XP	cross polarization

4 Antennas for measurement of radiated radio disturbance

4.1 General

Antennas of the type that are used for radiated disturbance measurements, having been calibrated, shall be used to measure the field strength, taking into account their radiation patterns and mutual coupling with their surroundings. The antenna and the circuits inserted between it and the measuring receiver shall not appreciably affect the overall characteristics of the measuring receiver. When the antenna is connected to the measuring receiver, the measuring system shall comply with the bandwidth requirements of CISPR 16-1-1 appropriate to the frequency band concerned.

The antenna shall be linearly polarized. It shall be orientable so that all polarizations of incident radiation can be measured. The height of the centre of the antenna above ground or above the absorber in a FAR may have to be adjustable according to a specific measurement procedure.

The accuracy of field-strength measurement of a uniform field of a sine-wave signal shall be better than ± 3 dB when an antenna meeting the requirements of this subclause is used with a measuring receiver meeting the requirements of CISPR 16-1-1.

NOTE This requirement does not include the effect due to a test site.

For additional information about the parameters of broadband antennas, see Annex A.

4.2 Physical parameter (measurand) for radiated disturbance measurements

The physical parameter for radiated disturbance measurements made against a disturbance limit expressed in volts per metre is electric field strength measured at a defined point in space relative to the position of the equipment under test (EUT). More specifically, for measurements in the frequency range 30 MHz to 1 000 MHz on an OATS or in a SAC, the measurand is the maximum field strength as a function of horizontal and vertical polarization and at heights between 1 m and 4 m, and at a horizontal distance of 10 m from the EUT, while the EUT is rotated over all angles in the azimuth plane.

4.3 Antennas for the frequency range 9 kHz to 150 kHz

4.3.1 General

Experience has shown that, in this frequency range, it is the magnetic field component that is primarily responsible for observed instances of interference.

4.3.2 Magnetic field antenna

4.3.2.1 General

A shielded loop antenna of dimensions such that the loop antenna can be completely enclosed by a square having sides of 60 cm in length shall be used. The shielding, but not the electronic unit including mechanical mounting features and connected cables, shall be taken into account when applying the size criterion; see Figure 34.

For site validation as per 5.5, the loop antenna shall have a single turn.

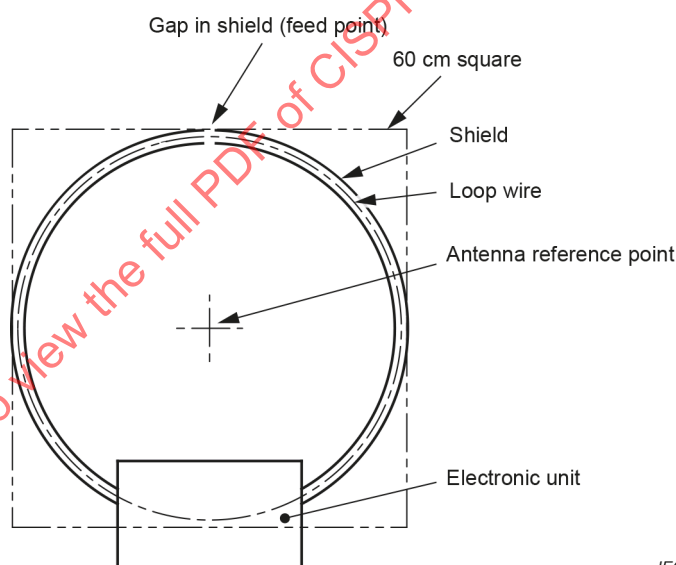
NOTE 1 Derivation of NSIL values as described in Annex J, is less complicated and more accurate for single-turn loops.

The unit of magnetic field strength is $\mu\text{A/m}$. In logarithmic units H is in $\text{dB}(\mu\text{A/m})$ or 20 times the log of the measured field strength. The associated disturbance limit shall be expressed in the same units.

NOTE 2 Direct measurements can be made of the strength of the magnetic component, in $\text{dB}(\mu\text{A/m})$ or $\mu\text{A/m}$, of a radiated field under all conditions, that is, both in the near field and in the far field [32].

The reference point of the shielded loop antenna is specified as the centre point of the circle or rectangle formed by the loop, ignoring any attached balun or mechanical mounting feature.

The magnetic field antenna shall be calibrated according to CISPR 16-1-6 for determination of the magnetic field antenna factor. The magnetic field antenna factor is required for site validation as per 5.5, and also for radiated disturbance measurements as per CISPR 16-2-3.



NOTE This example illustrates the maximum diameter circular-shaped loop antenna that still complies with the size criterion.

Figure 34 – Example of size-compliant loop antenna

4.3.2.2 Considerations on active antennas

In principle, an active antenna can be seen as a passive antenna with a preamplifier. CISPR 16-1-1:2019, Annex J describes the problems that can arise when preamplifiers are used. Especially when pulsed signals are measured, a larger dynamic range is required.

When using active antennas, it is recommended to use those types that are equipped with an overload indicator. In this case, the indicator shall be observed such that any overload condition is detected, and actions are taken to correct it.

Alternatively, the output voltage of the antenna shall be checked simultaneously with an oscilloscope by using a tee connector to split the receive cable. This tee connector shall be connected directly to the input of an oscilloscope and the second output to the receiver via a cable. The oscilloscope shall be set to high input impedance to minimise any influence on the measurement result. The trigger point of the oscilloscope shall be set to a voltage that corresponds to the 1 dB compression point of the active antenna. The measurement is assumed to be valid if no trigger event occurs during the entire measurement.

NOTE The influence of the input impedance of the oscilloscope to the measurement result is negligible. For 1 M Ω in parallel with 20 pF, the error is less than 0,04 dB.

A resistive power divider may be used instead of a tee connector. In this case the input impedance of the oscilloscope shall be set to 50 Ω . The noise floor of the system might be increased by the insertion of 6 dB loss between antenna and receiver. The loss through the power divider shall be accounted for when determining the measured magnetic field strength level (i.e. added to the level measured by the receiver).

The highest measurable field strength is usually given in the datasheet of the antenna, which shall be checked to ensure that it is valid for the entire measurement frequency range.

The ratio between the peak value of the field strength and power of the fundamental frequency depends on the type of disturbance. For pulse-width modulated signals especially, this value can reach 30 dB or more; see [26]. When considering overload, the peak value of a disturbance signal shall be taken into consideration.

Use of an active antenna might not be necessary at measurement distances of 3 m or 5 m. Passive antennas can be suitable to provide a sufficient signal-to-noise ratio.

4.3.3 Shielding of loop antenna

Inadequate shielding of a loop antenna can result in electric field response. The electric field discrimination of the antenna shall be evaluated by rotating the antenna in a uniform field, such that the plane of the loop remains parallel to the electric field vector. When the plane of the loop antenna is perpendicular to the magnetic flux and then the antenna is rotated so that its plane is parallel to the magnetic flux, the measured response shall decrease by at least 20 dB.

4.4 Antennas for the frequency range 150 kHz to 30 MHz

4.4.1 Electric field antenna

For the measurement of the electric component of the radiation, either a balanced or an unbalanced antenna may be used. If an unbalanced antenna is used, the measurement will refer only to the effect of the electric field on a monopole (rod) antenna. The type of antenna used shall be stated with the results of the measurements.

Information pertaining to calculating the performance characteristics of a monopole (rod) antenna and the characterization of its matching network is specified in CISPR 16-1-6. CISPR 16-1-6 states that the antenna factor derived by the Equivalent Capacitance Substitution Method (ECSM) has greater uncertainties for monopole lengths greater than one-eighth of a wavelength.

The unit of electric field strength shall be $\mu\text{V/m}$. In logarithmic units, E shall be expressed in dB($\mu\text{V/m}$), or 20 times the logarithm of the measured field strength level. The associated disturbance limit shall be expressed in the same units.

4.4.2 Magnetic field antenna

For the measurement of the magnetic component of the radiation, an electrically-screened loop antenna, as described in 4.3.2 shall be used.

NOTE Tuned electrically balanced loop antennas can be used to make measurements of magnetic field strengths as low as $-51,5$ dB(μ A/m) using QP detection in the frequency range 1,6 MHz to 30 MHz, i.e. lower than with untuned electrically-screened loop antennas where the noise level is approximately 25 dB higher.

4.4.3 Balance and electric field discrimination of antennas

If a balanced electric field antenna is used, it shall comply with the requirement of 4.5.4. If a balanced magnetic field antenna is used, it shall comply with the requirement of 4.3.3.

4.5 Antennas for the frequency range 30 MHz to 1 000 MHz

4.5.1 General

In this frequency range, the measurements are of the electric field strength, so magnetic field antennas are not included. The antenna shall be a dipole-like antenna designed to measure the electric field strength, and the free-space antenna factor shall be used. The antenna types include:

- tuned dipole antennas, whose element pairs are either straight rods or conical in shape;
- dipole arrays such as the log-periodic dipole array (LPDA) antennas, comprising a series of staggered sets of straight rod elements;
- hybrid antennas.

4.5.2 Low-uncertainty antenna for use if there is an alleged non-compliance to the electric disturbance field strength limit

For lower measurement uncertainty, the value of electric field strength measured by a typical biconical antenna or LPDA antenna is preferred, in particular over hybrid antennas. Typical biconical and LPDA antennas are defined in Annex A, and only calibrated antennas shall be used.

NOTE 1 Improved uncertainties are achieved by using a biconical antenna over the frequency range 30 MHz to 250 MHz and an LPDA antenna over the range 250 MHz to 1 GHz. Alternatively, a change-over frequency of 200 MHz can be used, but uncertainties due to phase centre variations of the LPDA will be higher.

NOTE 2 The measurement uncertainty of radiated disturbance from an EUT depends on many different influence factors such as the quality of the site, antenna factor uncertainty, antenna type, and the measuring receiver characteristics. The reason for defining low-uncertainty antennas is to limit other antenna influences on the measurement uncertainty, such as the effect of mutual coupling with a ground plane, the radiation pattern with respect to height scanning, and the variable phase centre position. Verification of effects of these influences is accomplished by a comparison of the readings of the two antennas at the selected change-over frequency, which should give the same value of electric field strength within a margin of ± 1 dB.

4.5.3 Antenna characteristics

Given that the sensitivity of the simple dipole antenna is low in the frequency range 300 MHz to 1 000 MHz, a more complex antenna may be used. Such an antenna shall have characteristics as follows:

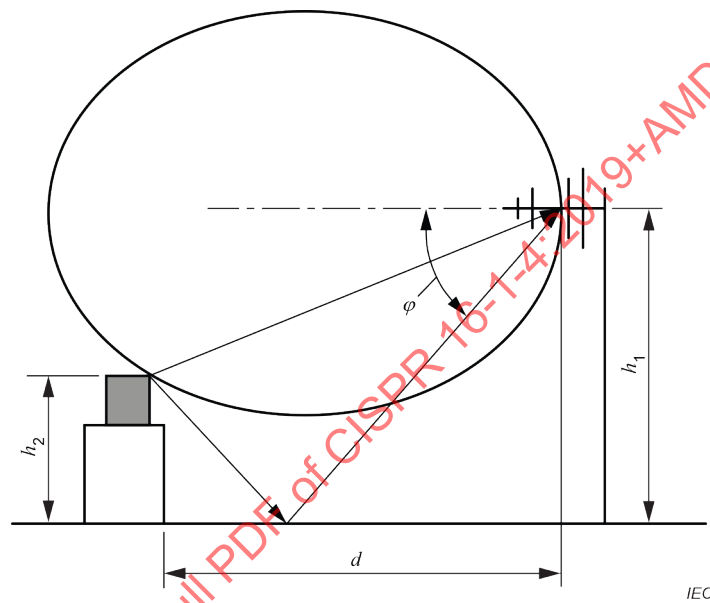
- a) The antenna shall be linearly polarized, which shall be evaluated by applying the cross-polarization test procedure of 4.5.5.
- b) Balanced dipole antennas, such as tuned-dipole and biconical antennas, shall have validated balun performance, which shall be evaluated by applying the balance test procedure of 4.5.4. This requirement also applies to hybrid antennas below 200 MHz.
- c) The return loss of the antenna with the antenna feeder connected shall not be less than 10 dB. A matching attenuator may be part of the antenna feeder cable for antennas if needed to meet this requirement.
- d) An antenna factor (AF) shall be given making it possible to fulfil the accuracy requirements of 4.1.

Accounting for the antenna directivity: a test site with a conducting ground plane is assumed for the following antenna characteristic description. The amplitude of the received signal will be reduced if either or both the direct and ground-reflected signals from the EUT to the

antenna are not entering the main lobe of the radiation pattern of the antenna at its peak. The peak is usually in the boresight direction of the antenna. This reduction in amplitude is taken to be an error in the radiated disturbance measurement result; the ensuing uncertainty tolerance is based on the beamwidth, 2φ (see Figure 1).

Conditions for ensuring that this error is no larger than + 1 dB are given in item 1) for a 10 m site, and in item 2) for a 3 m site. Alternatively, a condition based on antenna gain is given in item 3), in lieu of the rigorous radiation pattern conditions.

Radiated disturbance measurements are performed with the antenna horizontally and vertically polarized in turn. If it is chosen to measure the radiation patterns in only one plane, the narrower beamwidth pattern results shall be used, and with the condition that the pattern of the antenna shall be verified in the horizontal plane while orienting it for horizontal polarization.



NOTE Parameters are defined in Equation (4).

Figure 1 – Schematic of radiation from EUT reaching an LPDA antenna directly and via ground reflection at a 3 m site, showing the beamwidth half-angle, φ , at the reflected ray

- 1) For a 10 m OATS or SAC, the antenna response in the direction of the direct ray differs negligibly from the boresight amplitude when the antenna is aligned such that its boresight direction is parallel to the ground plane. The directivity component of the uncertainty in the disturbance measurement can be kept to less than +1 dB if the antenna response in the direction of the reflected ray is no more than 2 dB lower than the antenna boresight response. To ensure this condition, the total vertical beamwidth 2φ of the measurement antenna, within which the antenna gain is within 2 dB of its maximum, shall be such that:

$$\varphi > \tan^{-1} \frac{h_1 + h_2}{d} \quad (3)$$

- 2) For sites with less than 10 m separation, typically 3 m, the total vertical beamwidth 2φ of the measurement antenna, within which the antenna gain is within 1 dB of its maximum, shall be such that:

$$2\varphi > \left(\tan^{-1} \frac{h_1 + h_2}{d} \right) - \left(\tan^{-1} \frac{h_1 - h_2}{d} \right) \quad (4)$$

where

- h_2 is the height of the equipment under test;
 h_1 is the measurement antenna height;
 d is the horizontal distance between the phase centre of the measurement antenna and the device under test.

Antenna down-tilting can reduce the associated uncertainties; if that is not employed, the reduction in received signal shall be calculated from the radiation patterns and applied as a correction with associated directivity uncertainties. Example uncertainty budgets are given in CISPR 16-4-2.

NOTE 1 Assuming an E-plane radiation pattern normalized to unity on boresight (i.e. peak of the mainlobe) record the electric field at the angles of declination from the antenna for the direct ray, E_D , and reflected ray, E_R . The error, compared to an electric field of unity magnitude for each of the direct and reflected rays, is given in decibels by $20 \lg [2/(E_D + E_R)]$.

NOTE 2 The reduction in signal strength caused by reduced directivity at angles off antenna boresight is a systematic error and therefore can be corrected. If a correction is applied, from knowledge of the radiation patterns at each frequency and polarization, the uncertainty of field-strength measurement can be reduced accordingly.

- 3) For the broad beamwidth antenna types typically used for radiated disturbance measurements, such as biconical, LPDA, and hybrid antennas, the beamwidth is inversely related to the antenna directivity. An alternative to the criterion based on beamwidths in items 1) and 2) is to specify the maximum gain of an antenna, then refer to generic uncertainty tolerances for the directivity component in the uncertainty budget for the disturbance measurement results. The generic uncertainties, based on the narrowest beamwidths in the frequency range used for a specific antenna, are given in CISPR 16-4-2. The maximum isotropic antenna gain for biconical antennas shall be 2 dB, and shall be 8 dB for LPDA and hybrid antennas. For V-type LPDA antennas, whose H-plane beamwidth is equal to the E-plane beamwidth, the maximum permitted isotropic gain shall be 9 dB.

4.5.4 Balance of antenna

4.5.4.1 General

In radiated disturbance measurements, common-mode (CM) currents can be present on the cable attached to the receive antenna (antenna cable). In turn, these CM currents create electromagnetic fields that can be picked up by the receive antenna if the balun is not perfectly balanced. Consequently, the radiated disturbance measurement results can be influenced.

The major contributions to the antenna cable CM currents are caused by:

- a) the electric field strength to be measured, if it has a component parallel to the antenna cable, and
- b) the conversion of the differential mode (DM) antenna signal (the desired signal) into a CM signal by the imperfection of the balun of the receive antenna.

In general, LPDA antennas do not exhibit significant DM/CM (DM to CM) conversion. Therefore the following check applies for dipole and biconical antennas over their entire operating frequency range, and to hybrid antennas over the frequency range of the broadband dipole section (in most cases 30 MHz to 200 MHz).

4.5.4.2 Balun DM/CM conversion check

The following method describes the measurement of two voltages V_1 and V_2 . The ratio of these voltages, both expressed in identical units, e.g. μV , is a measure of the DM/CM conversion (also known as the balun imbalance, balun symmetry, or antenna symmetry).

- a) Set the receive AUT vertically polarized with its centre at a height of 1,0 m above the ground plane of an OATS or SAC. The tip of the antenna shall be at least 0,25 m above

the ground plane. Extend a $1,5 \text{ m} \pm 0,1 \text{ m}$ length of the antenna cable horizontally behind the rear active element of the receive antenna at a height of 1,0 m above the ground plane, and then allow it to drop vertically to the ground plane.

- b) For a standard characterization of the receive antenna imbalance, place a second (transmit) antenna vertically polarized at a horizontal distance of 10 m from the centre of the AUT. The centre of the transmit antenna shall be at a height of 1,0 m above the ground plane, and its tip shall be at least 0,25 m above the ground plane. The transmit antenna shall be linearly polarized, and have a cross-polar rejection greater than 20 dB over the frequency range of the balun test. For the frequency range above 200 MHz, transmit antenna height variation shall be used to avoid nulls in the SIL response. Measurements at shorter distances (e.g. 3 m and 5 m) may be made to determine the uncertainty contribution of balun imbalance at these distances.
- c) Connect the transmit antenna to a signal source (for example, a tracking generator or the source output of a network analyzer). Next, set the output level of that signal source so that over the frequency range of interest, and for both vertical orientations of the antenna, the signal-to-ambient noise ratio at the receiver is 34 dB (17 dB for average detection) or more.
- d) Record the voltage V_1 at the receiver over the frequency range of interest.
- e) Invert the receive antenna (i.e. rotate that antenna through 180°) without changing anything else in the set-up, in particular the receive antenna cable, and without changing the setting of the signal source.
- f) Record the voltage V_2 at the receiver over the frequency range of interest.
- g) The DM/CM conversion is sufficiently low if $|20 \lg (V_1/V_2)| < 1 \text{ dB}$.

NOTE 1 For the purpose of radiated disturbance measurements, if the DM/CM conversion criterion is not met, ferrite rings around the antenna cable can reduce the DM/CM conversion. The EMC test laboratory can repeat the test with four ferrite rings spaced approximately 20 cm apart, the first placed within 10 cm of the input to the balun. If the criterion is met by using these ferrite rings, then the ferrite rings also apply in the actual disturbance measurements. Likewise, the interaction with the cable can be reduced by extending the cable several metres horizontally behind the antenna before dropping to the ground plane.

NOTE 2 If the receive antenna is used in a FAR, the DM/CM check can be performed in that FAR, with the receive antenna at its usual location and the transmit antenna at least 3 m away. The antennas are best positioned centrally in the room with a clearance behind the antennas of at least 1 m between the vertical portion of cable and the tips of the absorbers.

NOTE 3 The measuring site and its conducting ground plane (OATS or SAC), or the FAR, are assumed to comply with the respective site validation requirements.

NOTE 4 The horizontal distance of 1,5 m over which the antenna cable runs horizontally behind the centre of the antenna is understood as kept as the minimum distance allowed during the actual vertically polarized radiated disturbance measurements.

NOTE 5 In general it is not necessary to strictly define a test set-up, because the imbalance effect is dominated by the interaction of the antenna and that part of the antenna cable that lies parallel to the antenna elements. Also there is a much smaller effect that is dependent on the uniformity of the field incident on the receive antenna in normal EMC measurement set-ups at an OATS or in a FAR.

NOTE 6 For baluns that have the receive cable connector mounted on the side (90° to the antenna boom), a right angle connector can be used to reduce the movement of the cable.

NOTE 7 The uncertainty of the balun DM/CM measurement result will be caused only by any nonlinearity of the receiver, because everything else remains unchanged during the V_1 and V_2 measurements. A nonlinearity of less than 0,1 dB within the $\pm 1 \text{ dB}$ range from the reference indication V_1 is good enough to meet the 1 dB criterion.

4.5.5 Cross-polar response of antenna

When an antenna is placed in a linearly-polarized electromagnetic field, the terminal voltage when the antenna and field are cross-polarized shall be at least 20 dB below the terminal voltage when they are co-polarized. This requirement applies over the entire frequency range of 30 MHz to 18 GHz. In practice, this requirement is not satisfied by some types of LPDA antennas for which the two halves of each dipole are in echelon, which intrinsically generates a cross-polar response (XPR).

The majority of testing with LPDA antennas is above 200 MHz. To achieve free-space conditions, a high-quality fully anechoic room, or antenna support towers of sufficient height above ground on an outdoor range may be used; see 6.3.2 of this document and Clause 6 of CISPR 16-1-5:2014 for associated site characteristics. A uniform field shall be set up across the effective length of the AUT. The separation between the centre of the AUT and the transmit antenna shall be greater than one wavelength. For an LPDA antenna, the separation is to its centre mark. When the lowest frequency is 200 MHz, a fixed separation of 1,5 m over the entire frequency range is recommended.

Set the transmit antenna and the AUT vertically polarized and note the signal strength over the frequency range. Rotate the transmit antenna by 90° and note the difference in signal strength relative to the co-polar reading.

NOTE A good-quality site is needed to set up a uniform field across the effective area of the AUT. The cross-polar discrimination afforded by the linearly-polarized wave can be proven by transmitting between a pair of standard-gain horn antennas or open-ended waveguides as test antennas, and checking that the combination of site error and inherent cross-polar performance with the test antennas yields a suppression of the horizontal component by more than 30 dB. If the site errors are very low, and if the test antennas have identical performance, the cross-polar rejection of one test antenna is approximately 6 dB lower than the combined cross-polar coupling of the pair of test antennas. For example, if the combined cross-polar level is 30 dB, then the level for a single test antenna is 36 dB. The criterion for the site set-up, including antenna separation and site performance, is the achievement of a combined cross-polar level of 30 dB. A pair of horn antennas can be set up, horizontally polarized, with a separation between their front apertures of 1,5 m. The site insertion loss (SIL) is recorded over the frequency range of interest. One of the antennas is rotated by 90° so that it is vertically polarized. The change in SIL of at least 30 dB will provide acceptable measurement uncertainty. For frequencies below 1 GHz, V-shaped LPDA antennas can be used in place of horn antennas to prove the suitability of the site. It is possible to use dipole or biconical antennas, but due to their uniform H-plane radiation patterns a greater antenna height would be needed.

An interfering signal 20 dB lower in level than the desired signal gives a maximum error on the desired signal of $\pm 0,9$ dB. The maximum error occurs when the cross-polar signal is in phase with the co-polar signal. If the XPR of the LPDA is worse than 20 dB, the operator shall calculate the uncertainty and declare it with the result. For example, a cross-polar level of 14 dB implies a maximum uncertainty of +1,6 dB to –1,9 dB; the larger value and an assumed rectangular distribution shall be used when calculating the standard uncertainty.

To add a signal of 0 dB to another of –14 dB, first convert to relative voltages by dividing by 20 and taking the anti-logarithm. Then add the smaller signal to the unity signal. Take the logarithm and multiply by 20. The result is the positive decibel error. Repeat, but subtract the smaller signal from the unity signal to give the negative decibel error.

For the purpose of calculating the uncertainty of a radiated disturbance measurement, if the signal level measured in one polarization exceeds the signal measured in the orthogonal polarization by 6 dB or more, then an LPDA whose XPR is only 14 dB will have been deemed to have met the specification of 20 dB. If the difference between the vertically and horizontally polarized signal levels is less than 6 dB, additional uncertainty shall be calculated if the sum of this difference and the XPR is less than 20 dB.

Considerations on measurement uncertainty for XPR measurement results can be found in Annex H. Annex H provides an example of an XPR of an AUT sufficient to meet the 20 dB XPR requirement in the measurement.

4.6 Antennas for the frequency range 1 GHz to 18 GHz

4.6.1 General

Radiated disturbance measurements above 1 GHz shall be made using calibrated linearly polarized antennas. Examples are LPDA antennas, double-ridged guide horn antennas, and standard gain horn antennas. The "beam" or main lobe of the pattern of any antenna used shall be wide enough to encompass the EUT when located at the measuring distance. The width of the main lobe is defined as the 3 dB beamwidth of the antenna, and information allowing determination of this parameter should be given in the antenna documentation. For horn antennas, the following condition shall be satisfied:

$$d \geq \frac{D^2}{2\lambda} \quad (5)$$

where

d is the measurement distance (m);
 D is the largest dimension of the aperture of the antenna (m); and
 λ is the free space wavelength at the frequency of measurement (m).

The requirement for the XPR of the antenna in 4.5.5 also applies for the 1 GHz to 18 GHz frequency range.

4.6.2 Receive antenna

4.6.2.1 General

The receive antenna shall be linearly polarized and for site validation be the same type as used for EUT disturbance measurements.

Some antenna models may have different versions with possibly different radiation patterns, and users are advised to verify the preceding condition.

NOTE 1 "Antenna type" means a shape or a kind of antenna, for example horn antenna or LPDA antenna.

NOTE 2 "Antenna model" means the specified manufacturer's model number.

NOTE 3 "Version" means the specified manufacturer's revision number, if applicable, of a particular antenna model number.

4.6.2.2 Receive antenna radiation pattern

E-plane and H-plane radiation patterns shall be measured with reference to the antenna boresight. The measurand is the antenna pattern in dB, presented using a polar-coordinate plot such as in Figure 2. Radiation pattern plots should be normalized to 0 dB. The 0° angle shall be equal to the mechanical boresight.

E-plane and H-plane radiation patterns of each individual antenna shall be recorded over the frequency range of the antenna with a step size of 500 MHz or less, per Annex I of CISPR 16-1-6:2014/AMD1:2016.

Type-test results, including statistical data, supplied by the manufacturer may be used to provide evidence that the receive antenna radiation pattern requirements are met. Service measures shall be taken to assure pattern stability during the antenna life.

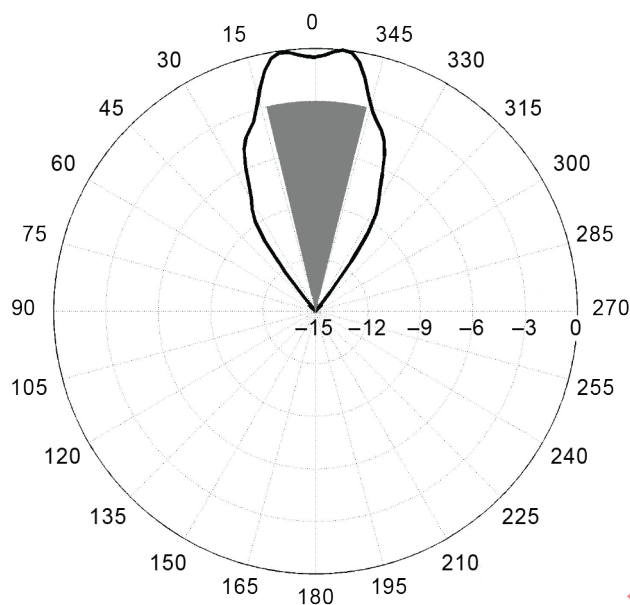


Figure 2 – RX antenna E-plane radiation pattern example, with limit area shaded for 3 m distance and 2 m EUT width

NOTE In general, the boresight direction is the direction of maximum radiation from the antenna. However, it may happen that the pattern has two radiation maxima but with none of the maxima in the direction of the mechanical boresight, e.g. as in Figure 2.

4.6.2.3 Receive antenna radiation pattern requirements

The grey-shaded areas shown in the polar plots of Figure 3 and Figure 4 are defined by the maximum height, h , and the maximum width, w , of the EUT, and the test distance, d .

For the receive antenna to sufficiently illuminate the EUT, the half-power beamwidth of the receive antenna shall not fall inside the shaded area in the E-plane and H-plane pattern cuts shown in Figure 3 and Figure 4.

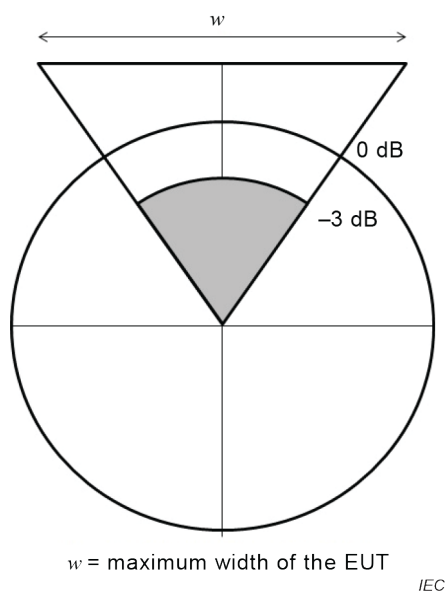


Figure 3 – Determination of maximum useable EUT width using half-power beamwidth

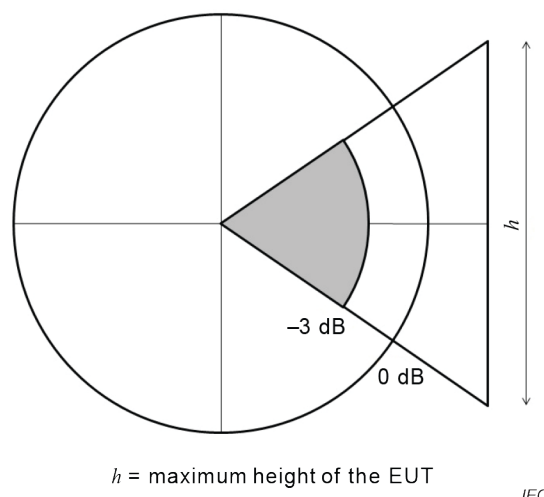


Figure 4 – Determination of maximum useable EUT height using half-power beamwidth

4.7 Special antenna arrangements – large-loop antenna system

In the frequency range 9 kHz to 30 MHz, the interference capability of the magnetic field component of the radiation of a single EUT can be determined by using a large-loop antenna system (LLAS). In the LLAS, the interference capability is measured in terms of the currents induced by the magnetic field in each LLA of the LLAS. The LLAS measures the current induced by the magnetic field component of a single EUT. The LLAS allows indoor measurements.

The LLAS consists of three circular mutually-perpendicular large-loop antennas, each having a diameter of 2 m, supported by a non-metallic base. A full description of the LLAS is given in Annex C.

The EUT shall be positioned in the centre of the LLAS on a non-conductive support table. The maximum dimensions of the EUT are limited so that the distance between the EUT and each LLAS loop is at least 0,20 m. Guidelines for routing of EUT cables are given in C.3 and Figure C.6. Cables shall be routed together, leave the LLAS volume in the same octant of the LLAS, and be no closer than 0,4 m to any of the LLAS loops.

The LLAS may be placed in any environment. Placement inside a shielded room, SAC, FAR, or weather-protected OATS is permitted. Placement in a shielded environment is recommended to eliminate ambient signals allowing for better sensitivity to EUT emissions. A minimum distance of 0,5 m between the LLAS and any metallic plane is recommended. The validation of the LLAS shall be performed at the location where the LLAS measurements normally take place to take into account the effect of the environment (see C.4).

The three mutually-perpendicular LLAS loops allow measurement of the interference capability of all polarizations of the radiated field with the prescribed accuracy, and without rotation of the EUT or changing the orientation of the LLAS loops.

Each of the three LLAS loops shall comply with the validation requirements given in C.4.

NOTE Circular LLAS loops with diameters different from the standard diameter of 2 m can be used, provided their diameter $D \leq 4$ m, and the distance in metres between the EUT and an LLAS loop is at least $0,10 \times D$. Conversion factors for non-standard diameters are given in C.6.

5 Test sites for measurement of radio disturbance field strength for the frequency range of 9 kHz to 30 MHz

5.1 General

An environment shall ensure valid, repeatable measurement results of the disturbance field strength from an EUT. The provisions in this clause are not intended for measurements on EUTs at their place of use (in that case, see, e.g., the in situ measurement procedures in CISPR 16-2-3).

In the frequency range below 30 MHz, a semi-free space environment is required. Such a semi-free-space environment shall be an OATS, an OATS with a weather-protection enclosure, or a SAC.

5.2 Radio-frequency ambient environment of a test site

The test site shall allow disturbances from an EUT to be distinguished from ambient noise. Its suitability in this respect can be determined by measuring the ambient noise levels with the EUT inoperative and ensuring that the ambient noise levels are at least 6 dB below the limits that apply for the measurement being carried out.

It is not necessary to reduce the ambient noise level to 6 dB below the specified limit where the combination of the ambient noise plus the disturbance from the EUT does not exceed the specified limit. Under those conditions, the EUT is considered to comply with the specified limit.

5.3 Measurement distance and test volume

The test site shall be validated at the measurement distances that are used for disturbance measurements as per the methods of CISPR 16-2-3:2016/AMD2:20—. The measurement distance shall be 3 m, 5 m, or 10 m.

NOTE According to CISPR 16-2-3, measurements at 30 m distance are considered as in-situ measurements.

The test volume is determined by the locations of the transmit antenna used during test site validation, where the site meets the criteria in 5.5.4. The maximum size of the EUT shall not exceed the validated test volume (the maximum volume is also limited by Table 10 of CISPR 16-2-3:2016/AMD1:2019).

5.4 Set-up table and antenna positioner

The shape and construction of the set-up table and the antenna positioner for the receive antenna are not critical in the frequency range below 30 MHz provided that non-conductive material is used. In this case, the influence of the set-up table and antenna positioner shall not be evaluated.

5.5 Validation procedure of test site

5.5.1 General

For an OATS, an OATS with a weather-protection enclosure or a SAC, a single site insertion loss measurement is insufficient to determine possible reflections from ground plane edges, the construction material and/or the RF-absorbing material comprising the walls and ceiling of the facility. Evaluating H_x , H_y , and H_z antenna orientations (as illustrated in Figure 35) requires 15 separate SIL measurements, i.e. five positions for each of the three orientations of the loop antennas [25].

Loop antennas conforming to the requirements of 4.3.2 shall be used for these measurements. Distances are measured with respect to the reference points of the antennas. The measurement heights for the transmit antenna and the receive antenna are fixed at 1,3 m

from the ground plane to reference points of the loop antennas. Height scanning is not required for either antenna. The reference point of the transmit antenna shall be placed at the required locations in turn: centre and four locations (left, right, front, rear) on the perimeter of the test volume to be validated, in accordance with Figure 36 and Figure 37.

For each measurement made with a spectrum analyzer or a network analyzer, the procedure requires two different measurements of the received voltage V_R . The first reading of V_R is with the two coaxial cables disconnected from the two loop antennas and connected to each other via an adaptor. The second reading of V_R is taken with the coaxial cables reconnected to their respective loop antennas. For both of these measurements, the signal source voltage, V_1 , remains unchanged. The first reading of V_R is called V_{DIRECT} and the second is called V_{SITE} .

An acceptable signal to noise ratio shall be maintained; however, a requirement is not specified because the receive level depends on the antennas used, the available transmit power, the noise level of the receiver, and the ambient level. A value of 20 dB is recommended. The achieved values shall be used in the uncertainty budget given in Annex I.

Special care shall be taken to avoid coupling between the receive system and the transmit system. Typically a ground loop is formed if the transmit antenna and receive antenna cables are routed through the chamber shielding using standard bulkhead connectors; see [31]. There are several possible methods to avoid this ground loop. One of them is to operate the signal generator inside and the measuring receiver outside the shielded room. It is also possible to use an isolating transformer in the transmit path. It is recommended to check the dynamic range of the system before use. This check is done by connecting a termination instead of the transmit antenna and recording the receive level. If an active receive antenna is used it should be turned on during a dynamic range test to take the noise of the preamplifier into account.

If the cables have an influence on the measurement result, they shall be equipped with ferrite cores. It is highly recommended that ferrites with a minimum impedance of 50 Ω at 25 MHz are placed on the transmit antenna and receive antenna cables every 20 cm along their entire length within the test volume being validated.

Three different loop antennas orientations shall be measured according to Figure 35. The measurements shall be performed in the frequency range from 9 kHz to 30 MHz, with frequency steps less than or equal to those specified in Table 9.

Figure 36 and Figure 37 illustrate the measurement positions in the test volume. Five positions in the test volume shall be measured. The measurement distance d shall be kept constant.

Table 9 – Maximum frequency step size

Frequency range	Maximum step size
9 kHz to 20 kHz	1 kHz
20 kHz to 150 kHz	5 kHz
150 kHz to 1 MHz	50 kHz
1 MHz to 30 MHz	100 kHz

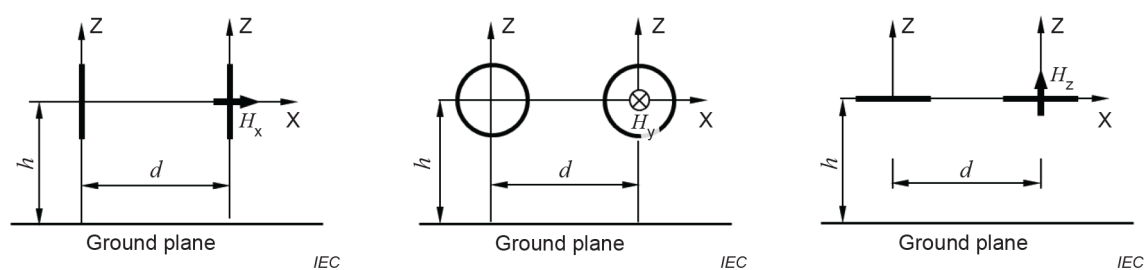
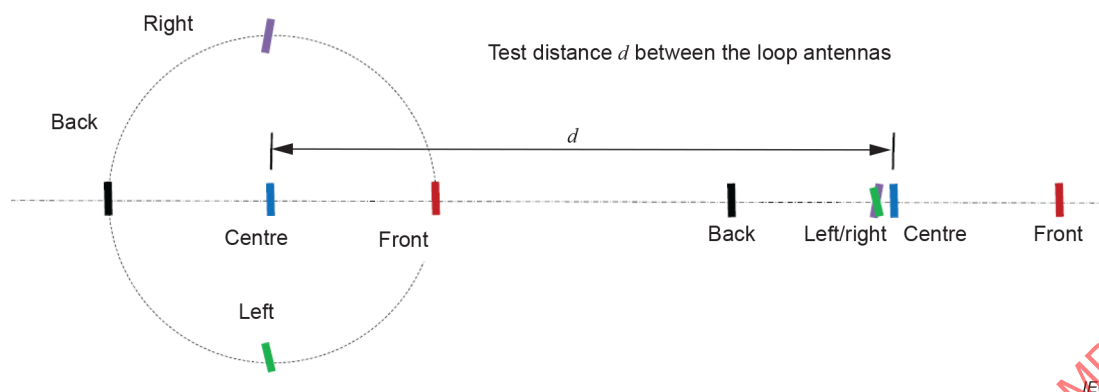
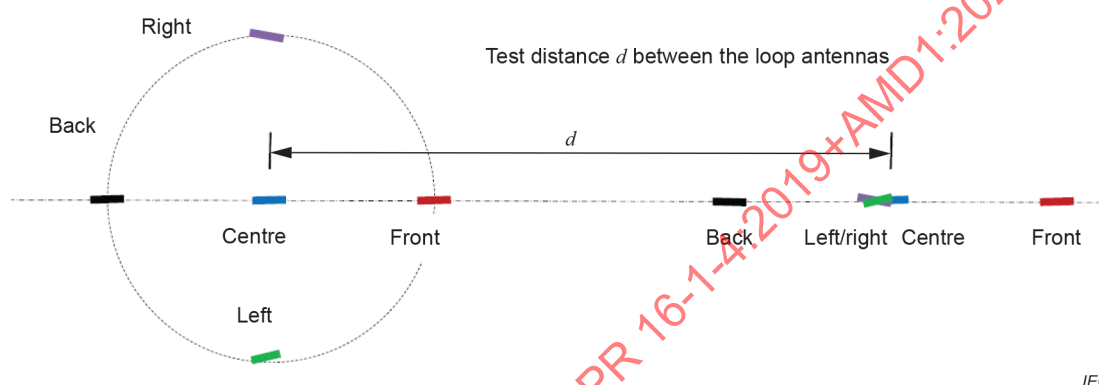


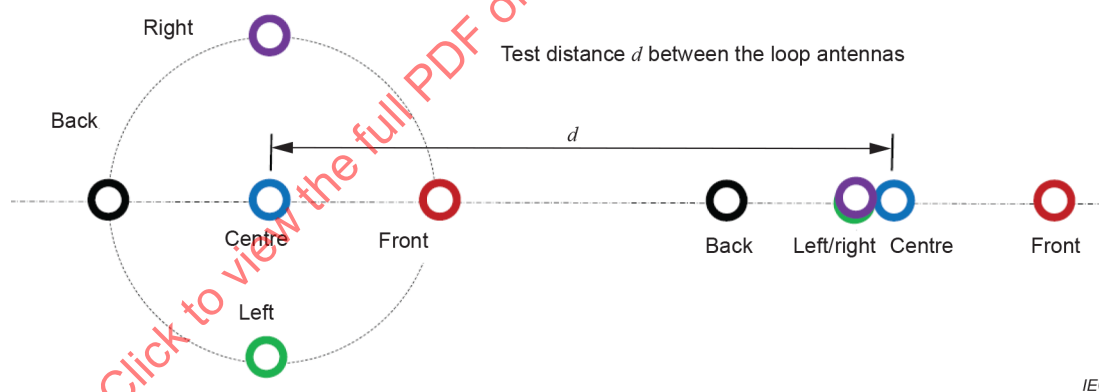
Figure 35 – General arrangement of the three measurement orientations H_x , H_y and H_z , where d is the measurement distance and h is the height of the reference point



a) H_x validation measurement with loop antennas



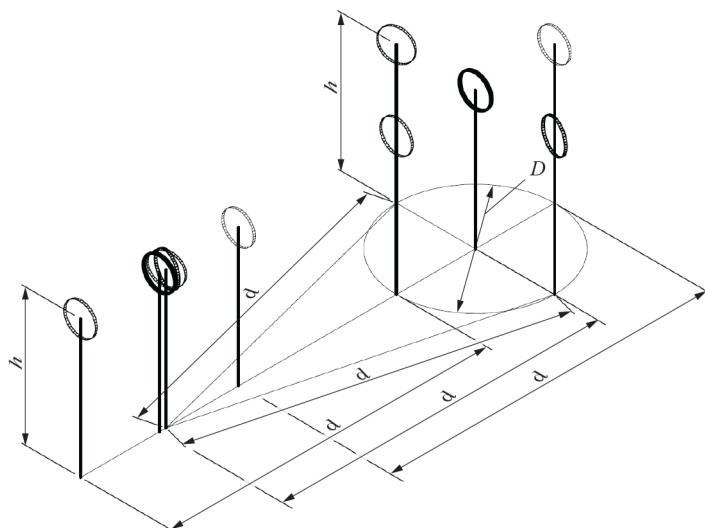
b) H_y validation measurement with loop antennas



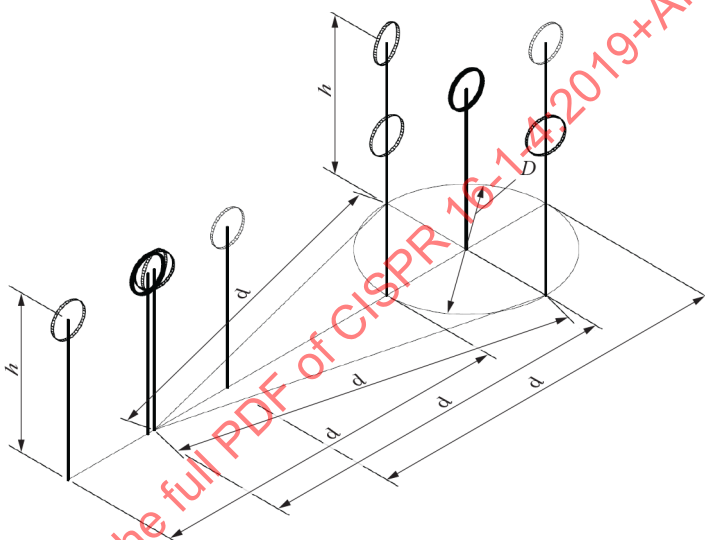
c) H_z validation measurement with loop antennas

NOTE The receive loop antenna positions corresponding to the left and right transmit antenna positions, shown with green and magenta colors respectively, are one and the same. However, these are shown with a slight offset in the diagram so that both are visible.

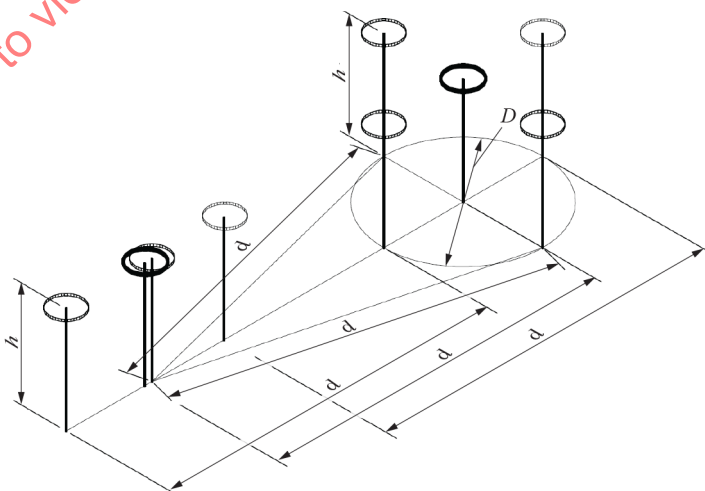
Figure 36 – Antenna positions



a) H_x validation measurement with loop antennas



b) H_y validation measurement with loop antennas



c) H_z validation measurement with loop antennas

Figure 37 – Antenna positions

5.5.2 Normalized site insertion loss (NSIL)

The site insertion loss deviation is calculated by Equation (27):

$$\Delta A_i = V_{\text{DIRECT}} - V_{\text{SITE}} - F_{\text{aH,T}} - F_{\text{aH,R}} - A_{\text{Ni}} \quad (27)$$

where

- V_{DIRECT} is the level recorded by the receiver when transmit antenna and receive antenna cables are connected via an adaptor, in dBm or dB(μV);
- V_{SITE} is the level recorded by the receiver when transmit antenna and receive antenna cables are connected to the antennas, in dBm or dB(μV); the same unit shall be used as for V_{DIRECT} ;
- $F_{\text{aH,T}}$ is the magnetic field antenna factor of the transmit antenna, in dB(S/m);
- $F_{\text{aH,R}}$ is the magnetic field antenna factor of the receive antenna, in dB(S/m);
- A_{Ni} is the normalized site insertion loss, in dB(m²/S²), calculated in accordance with Annex J;
- ΔA_i is the site insertion loss deviation, in dB.

$F_{\text{aH,T}}$ and $F_{\text{aH,R}}$ shall be calibrated according to CISPR 16-1-6 with frequency steps less than or equal to those specified in Table 9.

Due to the required sensitivity at 10 m measurement distance, the use of a transmit power amplifier can be required. To avoid overloading the receiver in the V_{DIRECT} measurement mode, an additional attenuator can be necessary; see Figure 38. If such an attenuator is used in the V_{DIRECT} measurement, but not in the V_{SITE} measurement, a calibrated attenuator shall be used, and its attenuation a_{ATT} shall be taken into account, in accordance with Equation (28).

$$\Delta A_i = V_{\text{DIRECT}} + a_{\text{ATT}} - V_{\text{SITE}} - F_{\text{aH,T}} - F_{\text{aH,R}} - A_{\text{Ni}} \quad (28)$$

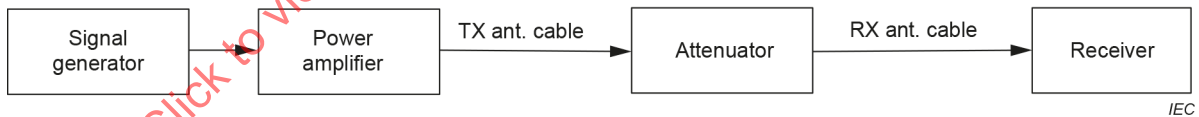


Figure 38 – Test set-up for V_{DIRECT} with power amplifier and attenuator

5.5.3 Reference site method

The site insertion loss deviation is calculated as given by Equation (29).

$$\Delta A_i = V_{\text{DIRECT}} - V_{\text{SITE}} - A_{\text{LPR}} \quad (29)$$

The antenna pair reference A_{LPR} is calibrated at a REFTS by using Equation (30).

$$A_{\text{LPR}} = V_{\text{DIRECT,R}} - V_{\text{SITE,R}} \quad (30)$$

A REFTS suitable for this purpose shall have a site insertion loss deviation less than 1 dB for a measurement distance of 3 m, and less than 2 dB for the other measurement distances. Compliance to this requirement shall be shown using the NSIL method given in 5.5.2.

5.5.4 Acceptance criterion

The site insertion loss deviation ΔA_i , calculated in accordance with 5.5.2 or 5.5.3 depending on which site validation method was used, shall comply with the applicable criterion specified in Table 10 at all frequencies, for all three antenna orientations, and at all five test positions.

Table 10 – Acceptance criterion

Measurement distance m	Maximum deviation dB
3	± 4 dB
5	± 4 dB
10	± 4 dB ^a
^a Measurements of 10 m SACs show that it might not be possible to fulfill the criterion of ± 4 dB over the complete frequency range. Therefore use of such a SAC is accepted, even if it is not compliant with the ± 4 dB criterion. In this case, the increased uncertainty shall be taken into account for compliance with the applicable limit. For each frequency, the maximum of $ \Delta A_i $ of all points where the criterion is exceeded shall be taken as δA_i to calculate U_{lab} . U_{lab} is calculated separately for each orientation. See CISPR 16-4-2 and Annex M for further information. More information about measurement at various distances can be found in [25].	

6 Test sites for measurement of radio disturbance field strength for the frequency range of 30 MHz to 1 000 MHz

6.1 General

An environment is required that assures valid, reproducible measurement results of disturbance field strength from an EUT. For an EUT that can only be tested at its place of use, other provisions shall be utilized (i.e. see details on in-situ measurements in CISPR 16-2-3).

In the frequency range 30 MHz to 1 GHz, a semi-free space environment is required. Such a semi-free space environment shall be an OATS, an OATS with a weather-protection enclosure, or a SAC. However, measurements in this frequency range can also be performed in a free-space environment (i.e. in a FAR).

6.2 OATS

6.2.1 General

An OATS is an area characterized by cleared level terrain and with the presence of a conducting ground plane. To meet the validation requirements of this document, a metallic ground plane is recommended. Such a test site shall be free of buildings, electric lines, fences, trees, etc. and free from underground cables, pipelines, etc., except as required to supply and operate the EUT. Refer to Annex D for specific construction recommendations of an OATS for disturbance field-strength measurements in the range of 30 MHz to 1 000 MHz. The site validation procedures for an OATS are given in 6.6 and 6.7. Annex F explains the basis for the acceptability criterion.

6.2.2 Weather-protection enclosure

Weather protection is desirable if the test site is used throughout the year. A weather-protection structure can protect either the entire test site (including EUT and field-strength measuring antenna) or the EUT only. The materials used shall be RF-transparent, to preclude undesirable reflections and attenuation of the emitted field from the EUT (see 6.3.1).

The structure of a weather-protection enclosure shall be shaped to allow easy removal of snow, ice, or water. See Annex D for further details.

6.2.3 Obstruction-free area

For open-area test sites, an obstruction-free area surrounding the EUT and field-strength measuring antenna is required. The obstruction-free area shall be free from significant scatterers of electromagnetic fields, and shall be large enough so that scatterers outside the obstruction-free area will have little effect on the fields measured by the field-strength measuring antenna. To determine the adequacy of an obstruction-free area, site validation tests shall be performed.

Because the magnitude of the field scattered from an object depends on many factors (size of the object, distance from the EUT, orientation with respect to the EUT, conductivity and permittivity of the object, frequency, etc.), it is impractical to specify a reasonable obstruction-free area that is necessary and sufficient for all applications. The size and shape of the obstruction-free area are dependent upon the measurement distance, and whether or not the EUT will be rotated. If the site is equipped with a turntable, the recommended obstruction-free area is an ellipse with the receive antenna and EUT at the two foci, with a major axis equal to twice the measurement distance and a minor axis equal to the product of the measurement distance and $\sqrt{3}$ (see Figure 5).

For this ellipse, the length of the path taken by the undesired indirect ray reflected from any object on the perimeter is twice the length of the path taken by the direct ray between the foci. If a large EUT is installed on the turntable, the obstruction-free area shall be expanded so that the obstruction clearance distances are established relative to the perimeter of the EUT.

If the site is not equipped with a turntable, i.e. the EUT is stationary, the recommended obstruction-free area is a circular area such that the radial distance from the boundary of the EUT to the boundary of the area is greater than or equal to the measurement distance multiplied by 1,5 (see Figure 6). In this case, the antenna is moved around the EUT at the measurement distance.

The terrain within the obstruction-free area shall be flat. Small slopes needed for adequate drainage are acceptable. The flatness of the metallic ground plane, if used, is discussed in D.2. Measuring apparatus and all personnel shall be situated outside the obstruction-free area.

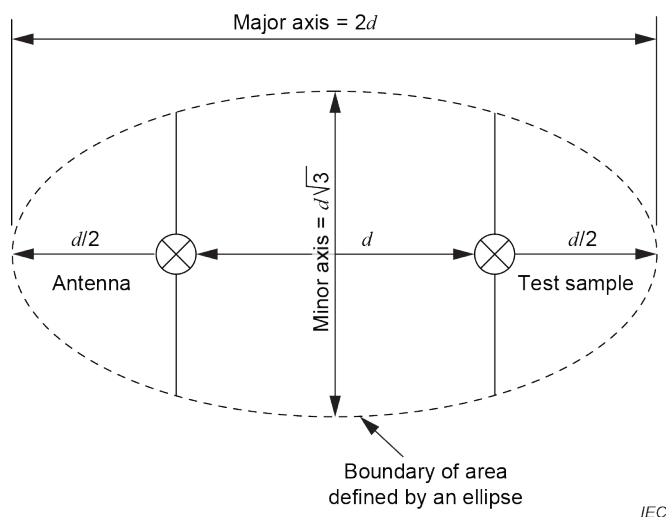


Figure 5 – Obstruction-free area of a test site with a turntable

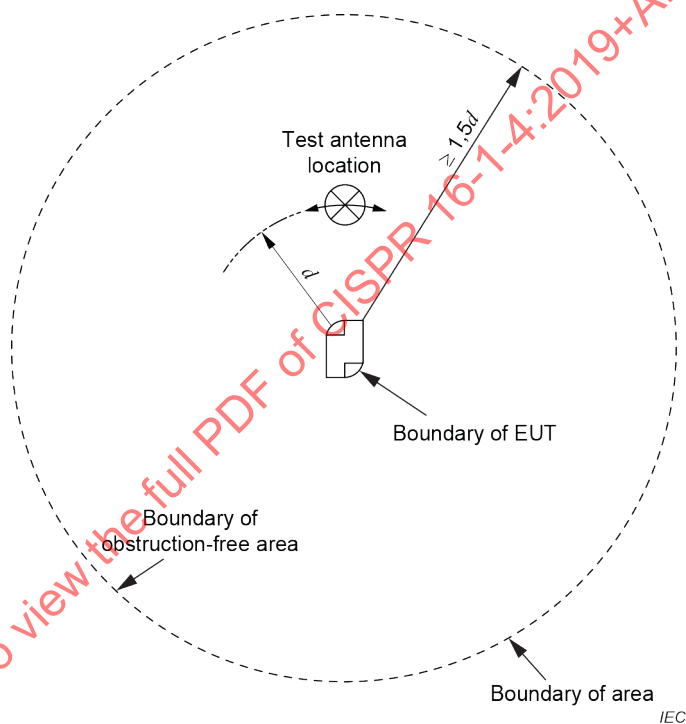


Figure 6 – Obstruction-free area with stationary EUT

6.2.4 Radio-frequency ambient environment of a test site

The radio-frequency ambient levels at an OATS shall be sufficiently low compared to the levels of the disturbance measurements to be performed. The quality of the site for this condition may be evaluated under four categories, listed as follows in order of merit:

- the ambient emissions are 6 dB or more below the measurement levels;
- some ambient emissions are within 6 dB of the measurement levels;
- some ambient emissions are above the measurement levels, but are either aperiodic (i.e. sufficiently long in time between transmissions to allow a measurement to be made) or continuous, but only on limited identifiable frequencies;
- the ambient levels are above the measurement levels over a large portion of the measurement frequency range and occurring continuously.

The selection of a test site should ensure that the accuracy of the measurement is maintained, given the ambient environment and the degree of engineering skill available.

In addition to the RF ambient environment, the receiver intrinsic noise floor contributes to the uncertainty of the results of radiated disturbance measurements. Hence both the RF ambient emissions and the receiver intrinsic noise shall be minimized, to allow a valid comparison of the measured disturbance level with the disturbance limit.

6.2.5 Ground plane

The OATS ground plane can be at earth level, or elevated on a suitably-sized platform or horizontal rooftop site. A metal ground plane is preferred, but for certain equipment and applications, product publications may recommend other site types. Adequacy of the metal ground plane will be dependent on whether the test site meets the site validation requirements of 6.4. If metallic material is not used for the ground plane, caution is required to select a site that does not change its reflective characteristics with time, weather conditions, or effects due to buried metallic material, such as pipes, conduits, and non-homogeneous soil. Such sites generally give different SA characteristics compared to those with metallic surfaces.

6.3 Suitability of other test sites

6.3.1 Other ground-plane test sites

There are many different test sites and facilities that have been constructed and used to make radiated disturbance measurements. Most are protected from the weather and the adverse effects of the RF ambient. For example in a SAC, all walls and the ceiling are equipped with appropriate RF absorbing material, while the floor consists of a metallic ground plane to emulate an OATS. A SAC isolates the receive antenna from the ambient RF environment, and permits EUT testing independent of weather conditions.

Whenever construction material encloses a ground-plane test site, it is possible that the results of a validation measurement at a single location, as specified in 6.7, are not adequate to show acceptability of such an alternative site.

Therefore to evaluate suitability of an alternative ground-plane test site, the procedure of 6.8 shall be used, which is based on making validation measurements at multiple positions throughout a volume occupied by the EUT. For a site to be judged suitable as an equivalent to an OATS, the results of these validation measurements shall all be within a tolerance of ± 4 dB.

NOTE SACs typically meet site quality category a) in 6.2.4.

6.3.2 Test sites without ground plane (FAR)

A fully-absorber-lined shielded enclosure, also known as a fully-anechoic room (FAR), can be used for radiated disturbance measurements. When a FAR site is used, appropriate radiated disturbance limits shall be defined in relevant standards (generic, product, or product family standards). Compliance of an EUT with the requirements for the protection of radio-services (i.e. limits) shall be evaluated at FAR sites using similar methods as with measurements done at an OATS.

A FAR is intended to simulate a free-space environment, such that only the direct ray from the transmit antenna or EUT reaches the receive antenna. All indirect and reflected ray waves shall be minimized by appropriate placement of RF absorbing material on all walls, ceiling, and floor of a FAR. Like a SAC, a FAR isolates the receive antenna from the RF ambient environment, and permits EUT testing independent of weather conditions.

NOTE FARs typically meet site quality category a) in 6.2.4.

6.4 Test site validations

6.4.1 General

Three methods for site validation of a COMTS may be used for the purposes of this document:

- NSA method with tuned dipoles;
- NSA method with broadband antennas;
- Reference site method (RSM) with broadband antennas.

The NSA method with tuned dipoles is not specifically described, but it may be used for the purposes of this document. Theoretical NSA tables for tuned dipoles, including tables of the theoretical mutual impedance correction factors, are given in [20]¹.

Validations for test sites with a ground plane (i.e. OATS and SAC) are introduced in 6.4.2 and 6.5.1, followed by detailed procedures for the RSM in 6.6 and for the NSA method in 6.7. Validation of a SAC and a weather-protection enclosed OATS requires additional measurements as described in 6.8.

Table 1 summarizes the site validation methods applicable for these specific test site types. As shown in this table, two or three site validation methods are described for each of these test site types. These methods are deemed to be equivalent for the purposes of this document; meaning compliance with the validation criterion can be evaluated using only one method. Furthermore, no one of these documented methods is defined as the reference method.

The site validation methods in this document provide a measure of uniformity of the validated test volume using a comparison between ideal (theoretical) and measured site attenuation between the transmit antenna and the receive antenna. The transmit antenna does not simulate the EUT; therefore, the validation procedure does not define the maximum EUT volume. Considerations on EUT sizes depending on measurement distance are given in CISPR 16-2-3.

Table 1 – Site validation methods applicable for OATS, OATS-based, SAC, and FAR site types

Test site type	Applicability of site validation methods		
	Tuned dipoles	Broadband antennas	Broadband antennas
	NSA	NSA	RSM
OATS	Yes	Yes	Yes
OATS with weather protection	No	Yes	Yes
SAC	No	Yes	Yes
FAR	No	Yes	Yes

6.4.2 Overview of test site validations

The validation of a test site is performed using two co-polarized antennas. The validation shall be performed separately for both horizontal and vertical polarizations.

SA is obtained from the difference of:

- the source voltage level, V_i , applied to a transmit antenna;

¹ Numbers in square brackets refer to the bibliography.

- the maximum received voltage level, V_R , measured on the terminals of a receive antenna during a specified antenna height scan.

The voltage measurements are performed in a 50 Ω system.

The measured SA of an OATS (as in 6.2) and other ground-plane test sites (as in 6.3.1) is compared to the SA characteristics obtained at an ideal OATS – this is the definition of the measurand for test site validations. The result of this comparison is the SA deviation, ΔA_s , in dB; see Equation (6) and Equation (7). The site is considered suitable when the SA deviation results are within a tolerance of ± 4 dB.

If the ± 4 dB tolerance is exceeded, the test site configuration shall be investigated as described in 6.9.

NOTE The basis for the ± 4 dB site acceptability criterion is given in Annex F.

Additionally, SA deviations shall not be used to correct field-strength measurement data for an EUT. The procedures of 6.4 shall be used only for test site validations.

6.5 Basic parameters of the NSA method for OATS and SAC

6.5.1 General equation and table of theoretical NSA values

NSA values calculated at specific frequencies are provided in Table 2 for broadband antennas. The quantities d , h_1 , h_2 , f_M , and A_N used are identified at the end of Table 2.

NOTE 1 NSA values for frequencies other than shown in Table 2 can be obtained using linear interpolation between the tabulated values.

NOTE 2 The spacing d between LPDA antenna pairs is measured from the projection on the ground plane of the mid-point of the longitudinal axis of each antenna.

NOTE 3 The spacing d between biconical antennas is measured from the element centreline axes at the feedpoint.

For measurements in each polarization, the NSA method requires two different measurements of the received voltage, V_R .

The first reading of V_R (V_{DIRECT}) is taken with the two coaxial cables disconnected from the two antennas and connected to each other via an adaptor. The second reading of V_R (V_{SITE}) is taken with the coaxial cables reconnected to their respective antennas, then the maximum signal is measured when the receive antenna is scanned in height (1 m to 4 m, for 3 m, 5 m, 10 m and 30 m separation distances). For both measurements, the signal source voltage, V_i , is kept constant. The measured results, along with the theoretical NSA (A_N), are used in Equation (6) to obtain the SA deviation results. All terms are in dB.

$$\Delta A_s = V_{\text{DIRECT}} - V_{\text{SITE}} - F_{aT} - F_{aR} - A_N \quad (6)$$

where

- ΔA_s is the SA deviation;
- F_{aT} is the transmit antenna factor;
- F_{aR} is the receive antenna factor;
- A_N is the theoretical NSA, according to Table 2.

F_{aT} and F_{aR} shall be calibrated as free-space antenna factors; see 6.5.2.

Note that the first two terms represent the actual measurement of SA, i.e. in the classical view SA is equal to $(V_{\text{DIRECT}} - V_{\text{SITE}})$, which is the insertion loss of the propagation path with the inclusion of the properties of the two antennas used.

To confirm the absence of voltage drift due to temperature changes in measurement devices or cables, re-measure V_{DIRECT} after a suitable time period to confirm stability of the results.

For the respective NSA measurement method used (swept frequency method per 6.7.2, or discrete frequency method per 6.7.1), the validation criterion shall be satisfied at all frequencies in the desired frequency range.

Table 2 lists NSA values for broadband antennas, such as biconical and LPDA, for both horizontal and vertical polarizations relative to the ground plane.

If ΔA_s is greater than ± 4 dB, proceed as described in 6.9.

D2:2023 CSL

Polariza- tion	Horizontal										Vertical												
	3	3	5	5	10	10	10	10	30	30	3	3	5	5	10	10	10	10	30	30			
d	m																						
h_1	m	1	2	1	2	2,5	1	2	3	4	1	2	1	1,5	1	1,5	2,0	1	1,5	2,5	3,5	1	1,5
$h_{2,min}$	m	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	
$h_{2,max}$	m	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	
f_M MHz	A_N dB(m ²)																						
30	15,8	11,0	20,7	15,6	14,3	29,8	24,1	21,3	19,7	47,8	41,7	8,2	9,3	11,4	12,0	12,7	16,7	17,4	18,2	26,0	26,0		
35	13,4	8,8	18,2	13,3	12,2	27,1	21,6	18,9	17,4	45,1	39,1	6,9	8,0	10,1	10,7	11,5	15,4	16,1	16,9	24,7	24,7		
40	11,3	7,0	16,0	11,4	10,5	24,9	19,4	16,9	15,6	42,8	36,8	5,8	7,0	8,9	9,6	10,4	14,2	15,0	15,8	23,5	23,5		
45	9,4	5,5	14,1	9,8	9,1	22,9	17,5	15,2	14,2	40,8	34,7	4,9	6,1	7,9	8,6	9,5	13,2	14,0	14,9	22,5	22,5		
50	7,8	4,2	12,4	8,5	7,9	21,1	15,9	13,7	13,1	38,9	32,9	4,0	5,4	7,1	7,8	8,7	12,3	13,2	14,1	21,6	21,6		
60	5,0	2,2	9,5	6,3	6,0	18,0	13,1	11,5	11,3	35,6	29,8	2,6	4,1	5,6	6,3	7,4	10,7	11,7	12,7	20	20		
70	2,8	0,6	7,2	4,6	4,4	15,5	10,9	9,9	9,9	33,1	27,2	1,5	3,2	4,3	5,2	6,4	9,4	10,5	11,7	18,7	18,7		
80	0,9	-0,7	5,3	3,2	3,2	13,3	9,2	8,6	8,7	30,8	24,9	0,6	2,6	3,3	4,3	5,6	8,3	9,5	10,9	17,5	17,5		
90	-0,7	-1,8	3,7	2,0	2,1	11,4	7,8	7,5	7,7	28,8	23,0	-0,1	2,1	2,4	3,5	5,1	7,3	8,7	10,2	16,5	16,5		
100	-2,0	-2,8	2,3	1,0	1,1	9,7	6,7	6,6	6,7	27	21,2	-0,7	1,9	1,6	2,9	4,7	6,4	8,0	9,6	15,6	15,6		
120	-4,2	-4,4	0,1	-0,7	-0,5	7,0	5,0	4,9	5,1	23,9	18,2	-1,5	1,3	0,3	2,1	3,4	4,9	5,4	6,8	14,0	14,0		
140	-6,0	-5,8	-1,7	-2,1	-1,9	4,8	3,5	3,5	3,8	21,2	15,8	-1,8	-1,5	-0,6	1,7	1,0	3,7	4,3	5,2	12,7	12,7		
160	-7,4	-6,7	-3,1	-3,3	-3,1	3,1	2,3	2,4	2,6	19	13,8	-1,7	-3,7	-1,3	1,0	-0,7	2,6	3,4	4,1	11,5	11,6		
180	-8,6	-7,2	-4,3	-4,4	-4,1	1,7	1,2	1,3	1,6	17	12,0	-1,3	-5,3	-1,8	-1,0	-2,2	1,8	2,7	2,8	10,5	10,6		
200	-9,6	-8,4	-5,3	-5,3	-4,7	0,6	0,3	0,4	0,6	15,3	10,6	-3,6	-6,7	-2,0	-2,6	-3,3	1,0	2,1	1,6	9,6	9,7		
250	-11,7	-10,6	-7,5	-6,7	-6,7	-1,6	-1,7	-1,6	-1,2	11,6	7,8	-7,7	-9,1	-3,2	-5,5	-5,6	-0,5	0,3	-0,6	7,7	7,9		

Table 2 (2 of 2)

Polariza- tion		Horizontal												Vertical											
d	m	3	3	5	5	10	10	10	10	30	30	3	3	5	5	10	10	10	10	30	30	30			
h_1	m	1	2	1	2	2,5	1	2	3	4	1	2	1	1,5	1	1,5	2,5	3,5	1	1,5	1	1,5			
$h_{2,min}$	m	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1			
$h_{2,max}$	m	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4			
f_M	MHz	A_N																							
		dB(m ²)																							
300		-12,8	-12,3	-9,2	-8,5	-8,4	-3,3	-3,3	-3,0	-2,8	8,8	6,1	-10,5	-10,9	-6,2	-7,5	-7,3	-1,5	-2,4	-1,9	6,2	6,5			
400		-14,8	-14,9	-11,8	-11,2	-11,0	-5,9	-5,8	-5,6	-5,4	4,6	3,5	-14,0	-12,6	-10,0	-10,5	-10,0	-4,1	-5,0	-4,5	3,9	4,3			
500		-17,3	-16,7	-13,0	-13,3	-13,0	-7,9	-7,6	-7,6	-7,3	1,8	1,6	-16,4	-15,1	-12,5	-12,6	-11,6	-6,7	-7,2	-6,3	2,1	2,8			
600		-19,1	-18,3	-14,9	-14,9	-14,5	-9,5	-9,3	-9,2	-8,9	0,0	0,0	-16,3	-16,9	-14,4	-13,5	-13,4	-8,7	-9,0	-8,7	0,8	1,8			
700		-20,6	-19,7	-16,4	-16,1	-15,9	-10,8	-10,6	-10,5	-10,2	-1,3	-1,4	-18,4	-18,4	-15,9	-15,1	-14,8	-10,2	-10,4	-9,9	-0,3	-0,9			
800		-21,3	-20,8	-17,6	-17,3	-17,1	-12,0	-11,8	-11,6	-11,4	-2,5	-2,5	-20,0	-19,3	-17,2	-16,5	-16,0	-11,5	-11,6	-11,1	-10,5	-2,3			
900		-22,5	-21,8	-18,7	-18,4	-18,0	-12,8	-12,9	-12,7	-12,4	-3,5	-3,5	-21,3	-20,4	-17,4	-17,6	-16,9	-12,6	-12,7	-12,1	-11,5	-3,4			
1 000		-23,5	-22,7	-19,7	-19,3	-19,0	-13,8	-13,8	-13,6	-13,6	-4,4	-4,5	-22,4	-21,4	-18,5	-18,6	-17,9	-13,6	-13,6	-13,1	-12,4	-4,3			
^a		These data apply to antennas that have at least 25 cm of ground plane clearance when the centre of the antennas is 1 m above the ground plane in vertical polarization.																							
Values at other frequencies are found via linear interpolation.																									
d		is the horizontal separation between the projection of the transmit antenna and receive antenna midpoints on the ground plane;																							
h_1		is the height of the centre of the transmit antenna above the ground plane;																							
h_2		is the range of heights of the centre of the receive antenna above the ground plane. The maximum received signal in this height scan range is used for NSA results;																							
f_M		is the frequency;																							
A_N		is the NSA.																							

6.5.2 Antenna calibration

For site validation using the NSA method, free-space antenna factors are used, as measured with the methods of CISPR 16-1-6.

The use of free-space antenna factors for the calculation of NSA, as in Equation (6), can cause errors, particularly for biconical and tuned dipole antennas below 300 MHz. This is because the model for the theoretical NSA values in Table 2 is based on a Hertzian dipole and not on the actual antennas used to measure SA. This model does not take account of the significant change in antenna factor due to mutual coupling to the ground plane, or account of the radiation pattern of the antenna. This problem does not occur with the RSM because it does not involve antenna factors. A partial solution is available in [19] which significantly reduces uncertainties of the antenna factors in the NSA method.

6.6 Reference site method for OATS and SAC

6.6.1 General

The RSM is another method for validating the suitability of a test site, using broadband antennas. As with the NSA method, the evaluation of V_{DIRECT} and V_{SITE} is required. These results are obtained using exactly the same geometries and polarizations as specified for the NSA method. For a weather-protection-enclosed OATS or a SAC, the configurations are:

- 3 m, 5 m, or 10 m test distance;

NOTE 1 Although RSM may be applied to 30 m sites, it is impractical due to the limited number of appropriate reference test sites.

- transmit antenna heights are 1 m and 2 m for horizontal polarization, and 1 m and 1,5 m for vertical polarization;

NOTE 2 For other transmit antenna heights, see Table 2.

- 1 m to 4 m receive antenna height scan range.

The main difference between the RSM and NSA methods is in the calculation of SA deviations, using Equation (7):

$$\Delta A_s = V_{\text{DIRECT}} - V_{\text{SITE}} - A_{\text{APR}} \quad (7)$$

Rather than using antenna factors for the transmit antenna and the receive antenna and the calculated NSA (A_N) values, as in the NSA method Equation (6), measured results for the antenna-pair reference SA (A_{APR}) are used.

NOTE 3 A_{APR} does not involve antenna factors, but comprises coupling between the antennas, including the effects of coupling of each antenna to the ground. Furthermore, the radiation patterns of the antennas are included, different from the NSA method where the radiation patterns are approximated as being those of Hertzian dipoles.

For a weather-protection enclosed OATS and a SAC, four data sets are required, i.e. two antenna heights with two polarizations. For each additional distance, polarization and antenna height, a different A_{APR} is needed, as shown in the example template of Table 3.

Table 3 – Example template for A_{APR} data sets

Frequency MHz	Antenna pair reference site attenuation, A_{APR} dB			
	Horizontal		Vertical	
	$h_1 = 1$ m	$h_1 = 2$ m	$h_1 = 1$ m	$h_1 = 1,5$ m
30	...	...	...	...
31	...	...	...	...
32	...	...	...	...
...	...	...	...	...

When using a network analyzer or a stepped-frequency receiver to perform an RSM measurement, the frequency steps of Table 4 shall be used.

NOTE 4 RSM is a swept frequency method; Table 4 defines the maximum step size.

NOTE 5 When using a continuously-tuned receiver or a spectrum analyzer for an RSM measurement, the frequency step size definition of Table 4 does not apply.

Table 4 – RSM frequency steps

Frequency range MHz	Maximum frequency step size MHz
30 to 100	1
100 to 500	5
500 to 1 000	10

Frequencies used for the RSM measurement of a test site shall be identical to the frequencies used to obtain the A_{APR} data (e.g. at a REFTS; see 6.6.3).

The ΔA_s criterion, see Equation (7), shall be satisfied at the frequencies given in Table 4.

6.6.2 Antennas not permitted for RSM measurements

For the purposes of this document, hybrid antennas shall not be used for RSM site validation measurements.

NOTE 1 When specific SAC sites are validated using biconical and hybrid antennas, a large deviation in the results has been observed. The main reason for deviations is the different distance between the phase centres of the antennas, e.g. 10 m for biconical antennas and approximately 11,2 m for typical hybrid antennas. To avoid such reproducibility issues, hybrid antennas are excluded.

NOTE 2 Hybrid antennas typically are not used for site validation because of the larger uncertainties in positioning of these typically larger and bulkier antennas, especially for a 3 m test site where the overall combined length of the two hybrid antennas may be nearly 3 m.

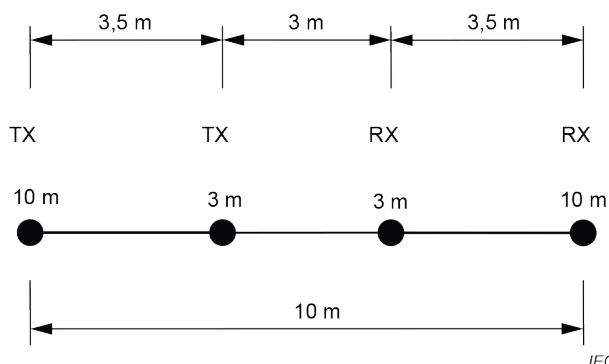
NOTE 3 Better performance for a SAC is typically obtained with standard antennas (biconical or LPDA) for a lower ΔA_s ; adjustment of SAC design parameters to achieve site validation compliance using hybrid antennas is strongly discouraged. To construct a SAC with better performance than those required, the standard requires the manufacturer to fulfil e.g. $\Delta A_s = 3,5$ dB.

6.6.3 Determination of the antenna pair reference site attenuation on a REFTS

One approach to measuring A_{APR} is to use a reference test site (REFTS), which has performance established according to procedures described in CISPR 16-1-5. A separate second approach is given in 6.6.4.

For a test distance of 10 m, identical positions on the REFTS shall be used to determine A_{APR} as were used for the REFTS validation according to CISPR 16-1-5 procedures.

For a test distance of 3 m, measurements shall be made on the axis drawn between the transmit antenna and the receive antenna positions as were used for the REFTS validation according to CISPR 16-1-5 procedures (see Figure 7).



Key

TX = transmit antenna

RX = receive antenna

Figure 7 – Test point locations for 3 m and 10 m test distances

The following procedure shall be used to determine A_{APR} :

- determine V_{DIRECT} ;
- place the transmit antenna in horizontal polarization at a height of 1 m;
- place the receive antenna in the same polarization at a distance d ;
- determine V_{SITE} during the 1 m to 4 m height scan of the receive antenna;
- calculate A_{APR} as follows using Equation (8):

$$A_{APR} = V_{DIRECT} - V_{SITE} \quad (8)$$

- repeat steps b) to e) for transmit antenna height of 2 m with horizontal polarization, and then for transmit heights of 1 m and 1,5 m with vertical polarization.

6.6.4 Determination of the antenna pair reference site attenuation using an averaging technique on a large OATS

Another method to determine A_{APR} is by measurements on a large OATS (see the following paragraphs in this subclause for the criteria to be large). Deviations of the SA from the ideal behavior are caused by the limited area and flatness of the ground plane, and reflections from objects in the near vicinity such as buildings and trees. Also, reflections from the edges of the ground plane can cause a sinusoidal ripple in the measured SA, predominantly for vertical polarization measurements. By varying the location of the antenna pair on the ground plane, the magnitude and the phase of the ripple will also change.

To minimize these effects, the SA is measured at several antenna pair positions, and an average value is calculated. This average value will converge to the SA of an ideal site.

NOTE 1 A similar technique is given in reference [19].

The large OATS shall meet the following requirements:

- minimum ground plane size of 30 m by 20 m;

- deviation from flatness less than ± 10 mm;
- without protective layer (dielectric) on the metal ground plane.

The following procedure shall be used to determine A_{APR} .

- Identify paired test points on the OATS, according to the scheme shown in Figure 8. All nine points for each antenna shall be located on the ground plane. If a weather-protection cover is present on the OATS, the minimum distance between any test point and any part of the cover shall be greater than 3 m. Measurement locations inside the cover are prohibited.

NOTE 2 It is advantageous that the local grid (coordinate system) be placed at some non-zero angle relative to the (straight) edges of the ground plane, likewise at some non-zero angle relative to welded seams. An example of such a layout is given in Figure 9.

Under the following conditions, the use of less than nine measurement positions (18 points) shall be allowed.

- Where compliance was shown in the past:

If compliance with the standard deviation $s \leq 0,3$ dB criterion [see Equation (10)] was shown for at least one pair of antennas for each frequency sub-range within the past 24 months, the following minimum numbers of antenna-pair measurement positions shall be allowed:

- one position (centre) for biconical antennas, in horizontal polarization;
- three positions (centre, plus two other positions) for biconical antennas, in vertical polarization;
- one position (centre) for LPDA antennas, in both polarizations.

- Where compliance can be shown with fewer points, if the compliance criterion is met with fewer than nine points it is permitted to use that number of points.

NOTE 3 For determining the most accurate A_{APR} , the use of all nine antenna-pair positions will improve the averaging result.

- Number the selected measurement positions from 1 to N ($N \leq 9$).
- Place the antennas at position 1.
- Measure $A_{APR,1}$ for all required heights and polarizations at all frequencies listed in Table 4.
- Repeat step d) for all other positions.
- Calculate the average of the measured $A_{APR,i}$ expressed in dB, using Equation (9):

$$A_{APR} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N A_{APR,i} \quad (9)$$

- Calculate the standard deviation of the mean (i.e. of A_{APR}) in dB, using Equation (10):

$$s(A_{APR}) = \sqrt{\frac{1}{N(N-1)} \sum_{i=1}^N (A_{APR,i} - A_{APR})^2} \quad (10)$$

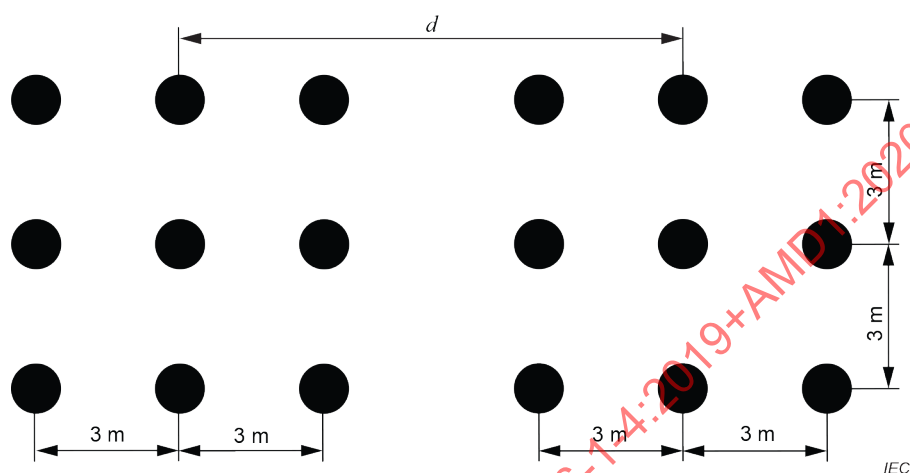
The calibrated A_{APR} values shall be deemed acceptable to use for subsequent COMTS validation if $s \leq 0,6$ dB at all measured frequencies.

If $N \geq 2$, Equation (10) shall be used to calculate the accuracy of $s(A_{APR})$ needed for an uncertainty calculation. If $N = 1$, $s = 0,6$ dB shall be assumed.

Special care shall be taken that no common offset (systematic effect) in the data for all selected positions is introduced. Such an effect could be due to influence of the antenna mast. For some antenna masts, a significant coupling between the metallic cover of the motor

box and the antenna can occur. The magnitude of this influence shall be investigated by changing the distance between the antenna and the motor cover d_{Ant} (see Figure 10), and repeating A_{APR} measurements with these new configurations. This influence shall be included in the uncertainty calculation.

Another cause for a common offset can be reflections from the antenna cable. To minimize this influence, the cable shall be extended horizontally for at least 2 m behind the antenna before routing down to the ground. Clamp-on ferrites shall be used on the cables to reduce surface currents. This influence factor shall be included in the uncertainty calculation as well.



d is the distance between the projections of the two antenna reference points

Figure 8 – Paired test point locations for all test distances

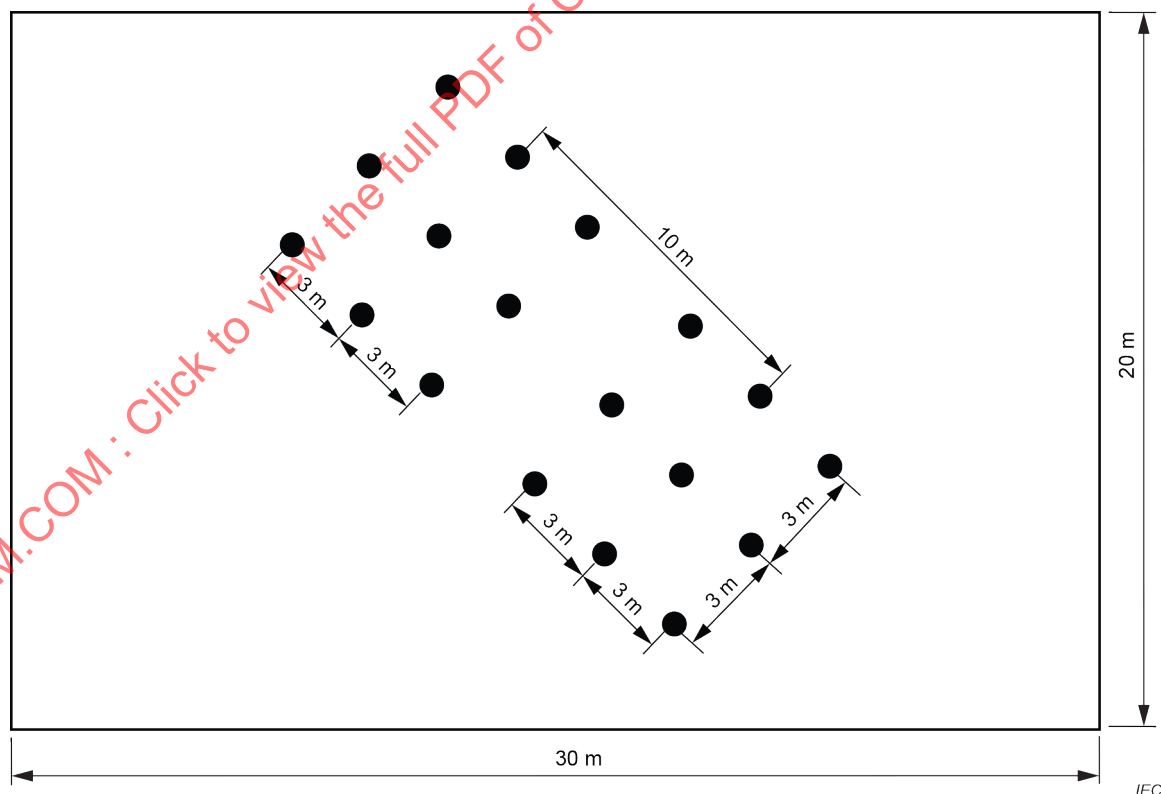


Figure 9 – Example of paired test point selection for a test distance of 10 m

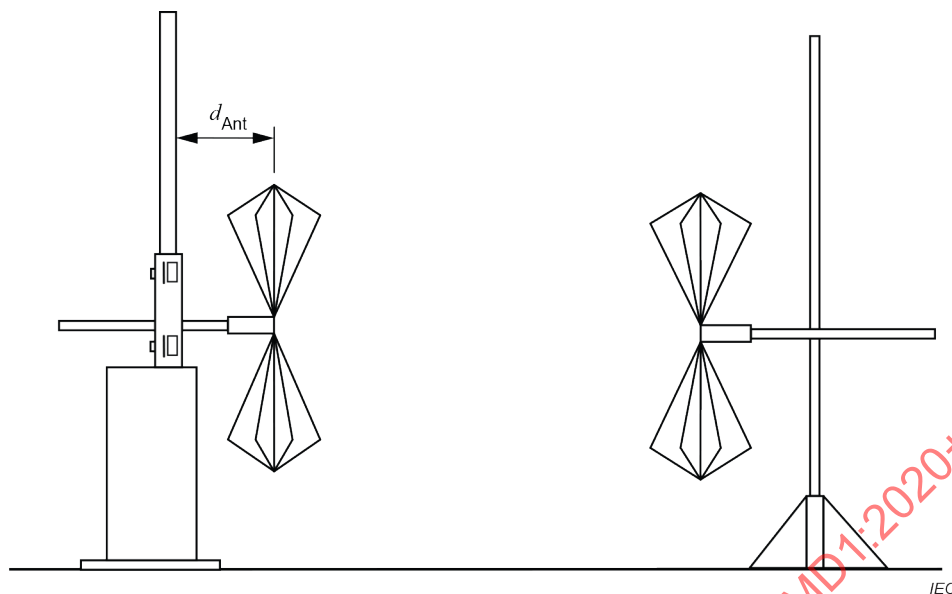


Figure 10 – Illustration of an investigation of influence of antenna mast on A_{APR}

6.7 Validation of an OATS by the NSA method

6.7.1 Discrete frequency method

6.7.1.1 Measurement set-up

Refer to Figure 11 and Figure 12 in 6.8 for specific test set-up details. The signal generator is connected to the transmit antenna with an appropriate length of cable. The transmit antenna is placed at the desired location. The transmit antenna height is set to h_1 (see Table 2 for the values of h_1) and the desired polarization is selected. For broadband antennas, the antenna heights shall be $h_1 = h_{2,min} = 1$ m.

The receive antenna is mounted on a mast that allows scanning over the height range $h_{2,min}$ to $h_{2,max}$, placed at a distance d from the transmit antenna, and connected to the measuring receiver or spectrum analyzer via a suitable length of cable. The same polarization as that for the transmit antenna is selected.

NOTE In contrast to the test set-up shown in Figure 11 and Figure 12, site validation of an OATS requires only a single site attenuation measurement.

6.7.1.2 Measurement procedure

The following steps shall be used for each frequency indicated in Table 2. The measurements are first made for antennas horizontally aligned and then for antennas vertically aligned with the transmit antenna height set at h_1 .

- Adjust the output level of the signal generator to give a received voltage display well above ambient and measuring receiver or spectrum analyzer noise.
- Raise the receive antenna on the mast through the h_2 scan range as specified in Table 2. Record the maximum signal level; this value is V_{SITE} for Equation (6) (see 6.5).
- Disconnect the cables from the transmit antenna and the receive antenna, then connect these cables directly together with a straight-through adaptor.
- Record the signal level with the transmit antenna and receive antenna cables connected. This value is V_{DIRECT} for Equation (6).
- At each frequency and for each polarization, enter the values from steps b) and d) in Equation (6).

- f) Insert the antenna factors of the transmit antenna and the receive antenna at the measurement frequency in Equation (6).
- g) Solve $A_s = V_{\text{DIRECT}} - V_{\text{SITE}} - F_{\text{aT}} - F_{\text{aR}}$ for A_s , which is the NSA for the measurement frequency and polarization used.
- h) Subtract the value in step g) from the appropriate theoretical NSA contained in Table 2, to obtain ΔA_s .
- i) If the ΔA_s results from step h) are less than ± 4 dB, the site is deemed to be acceptable at that frequency and polarization.
- j) Repeat steps a) through i) for the next frequency and polarization combination.

NOTE For NSA measurements, an impedance mismatch at the output of the signal source or at the input of the measuring receiver or spectrum analyzer can result in reflections which could cause errors. This can be avoided by use of attenuators of 10 dB, i.e. one at the transmit antenna and one at the receive antenna. If system sensitivity allows, these attenuators remain attached to the cables during the entire NSA measurement process.

6.7.2 Swept frequency method

6.7.2.1 Measurement set-up

The set-up is similar to that of 6.7.1, except that only broadband antennas are used. No restrictions on vertical polarization antenna height scan are necessary, due to the physically small size of such broadband antennas (compared to e.g. tuned dipoles). The antenna heights shall be $h_1 = h_{2,\text{min}} = 1$ m.

6.7.2.2 Measurement procedure

The following steps should be made using automatic measuring equipment having a peak hold ('max. hold'), storage capability, and tracking generator. In this method, both receive antenna height h_2 and frequency are scanned or swept over the required height and frequency ranges. The frequency ranges are usually determined by the type of broadband antenna used. The frequency sweep speed shall be much greater than the antenna height scan rate. Set the transmit antenna height to h_1 .

- a) Adjust the output level of the tracking generator to give a received voltage display well above ambient and scanning receiver or spectrum analyzer noise.
- b) Raise the receive antenna on the mast to the maximum height of the scan range, as specified in Table 2.
- c) Set the spectrum analyzer to sweep the desired frequency range. Ensure that the spectrum analyzer is adjusted so that a similar signal up to 60 dB higher can be displayed on the same amplitude scale. This will accommodate the levels to be recorded in step d).
- d) Slowly lower the receive antenna to the minimum height of the scan range, as specified in Table 2 for the appropriate site geometry. Store or record the maximum received voltage display V_{SITE} in dB(μ V). (The time it takes to lower the antenna should be much longer than the frequency sweep time.)
- e) Disconnect the cables from the transmit antenna and the receive antenna and connect them directly together with a straight-through adaptor. Store or record the resulting voltage display V_{DIRECT} in dB(μ V).
- f) At each frequency, subtract the voltage measured in step d) from the voltage measured in step e). Also subtract the antenna factors of the transmit antenna and the receive antenna, F_{aT} in dB(m^{-1}) and F_{aR} in dB(m^{-1}), respectively (antenna factors as a continuous function of frequency can be obtained by using simple linear curve fitting on a set of discrete antenna factor values). The result is the measured A_s over the range of frequencies used, which should be plotted. Also plot the theoretical NSA for an ideal site shown in Table 2.
- g) The differences ΔA_s found shall fall within the ± 4 dB criterion.

NOTE For NSA measurement methods, an impedance mismatch at the output of the signal source or at the input of the measuring receiver or spectrum analyzer may result in reflections which could cause errors. This can be avoided by use of padding attenuators of 10 dB, i.e. a 10 dB attenuator between each the transmit antenna connector and the receive antenna connector and the corresponding antenna cables. If system sensitivity allows, these attenuators typically remain attached to the cables during the entire NSA measurement process.

6.8 Validation of a weather-protection-enclosed OATS or a SAC

For an OATS with a weather-protection enclosure, or a SAC, a single site attenuation measurement is insufficient to pick up possible reflections from the construction materials and/or the RF-absorbing materials comprising the walls and ceiling of the facility. For these sites a “test volume” is defined as that volume traced out by the largest EUT or system to be tested as it is rotated about its centre location through 360°, such as by a turntable. Evaluating horizontal and vertical polarizations, such as illustrated in Figure 11 and Figure 12, may require a maximum of 20 separate SA measurements, i.e. five positions in the horizontal plane (centre, left, right, front, and rear, measured with respect to the centre and a line drawn from the centre to the position of the measuring antenna), for two polarizations (horizontal and vertical), and for two heights (1 m and 2 m for horizontal, 1 m and 1,5 m for vertical).

These measurements are performed with broadband antennas, and distances are measured with respect to the centres of the antennas. The transmit antenna and the receive antenna shall be aligned with the antenna elements parallel to each other, and orthogonal to the measurement axis.

For both horizontal and vertical polarizations, all antenna positions are at the periphery of the test volume, except for the centre position. As a guideline, the test volume should allow at least 25 cm between the antenna tip and the closest absorber tip, or at least 1 m between the antenna midpoint and the closest absorber tip. For vertical polarization, the lower tip of the antenna shall be greater than 25 cm from the floor, which may require the centre of the antenna to be slightly higher than 1 m for the lowest height measurement.

The number of required measurements can be reduced under the following conditions.

- a) The vertical and horizontal polarization measurements in the rear position may be omitted if the closest point of the construction and/or absorbing materials is at a distance greater than 1 m from the rear boundary of the test volume.

NOTE Radiated disturbance sources located near dielectric interfaces have been shown to have variations in current distribution that can affect the radiated properties of the source at that location. When an EUT can be located near these interfaces, additional SA measurements are necessary.

- b) The total number of horizontal polarization measurements along the test volume diameter joining the left and right positions may be reduced to the minimum number necessary for the antenna footprints to cover 90 % of the diameter.
- c) The vertical polarization measurements at the 1,5 m height may be omitted if the top of the EUT, including any mounting set-up table, is less than 1,5 m high.
- d) If the test volume is no larger than 1 m deep by 1,5 m wide by 1,5 m high, including a set-up table if used, horizontal polarization measurements need only be made at the centre, front and rear positions, but at both 1 m and 2 m heights. If the condition of item a) applies, the rear position may be omitted. This will require a minimum of eight measurements: four positions with vertical polarization (left, centre, right, and front) for one height, and four positions with horizontal polarization (centre and front) for two heights; see Figure 13 and Figure 14.

The receive antenna shall be re-positioned to maintain the appropriate separation along a line towards the turntable centre (see Figures 11, 12, 13 and 14). The test site is considered suitable for performing radiated disturbance measurement if all measurements prescribed above meet the requirements of 6.4.2.

If the test volume height h exceeds 2 m, two transmit antenna heights h_1 shall be used; i.e., $h_1 = 1$ m and $h_1 = h$ m for horizontal polarization, and $h_1 = 1$ m and $h_1 = (h - 0,5)$ m for vertical polarization. For example, if the test volume height $h = 3$ m, then the transmit antenna heights h_1 shall be 1 m and 3 m for horizontal polarization, and 1 m and 2,5 m for vertical polarization;

if the test volume height $h = 4$ m, then h_1 shall be 1 m and 4 m for horizontal polarization, and 1 m and 3,5 m for vertical polarization.

NSA data for additional transmit antenna heights of 3,0 m and 4,0 m (HP) and 2,5 m and 3,5 m (VP) for a measurement distance of 10 m, and for an additional transmit antenna height of 2,5 m (HP) and 2,0 m (VP) for a measurement distance of 5 m, are provided in Table 2.

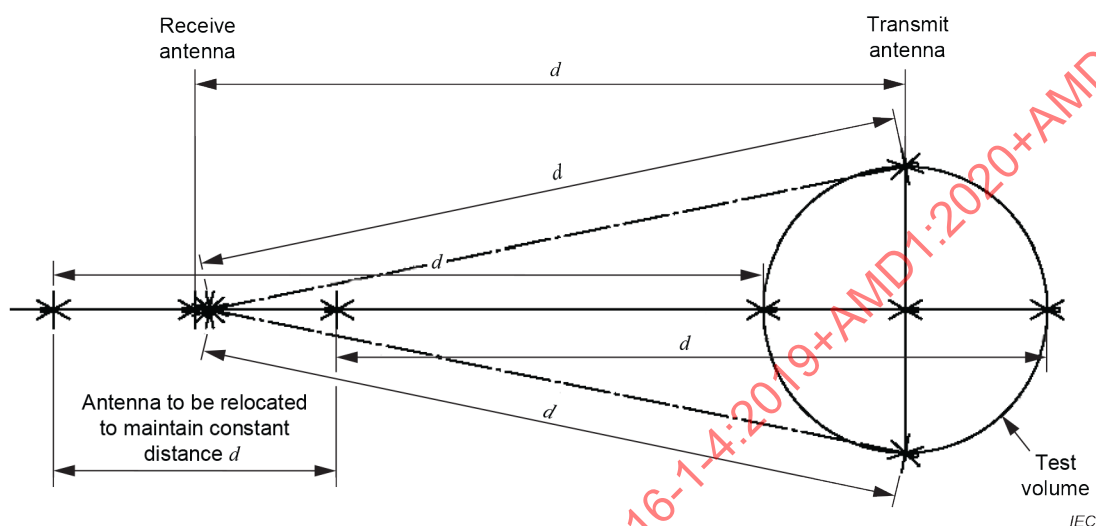


Figure 11 – Typical antenna positions for a weather-protected OATS or a SAC – vertical polarization validation measurements

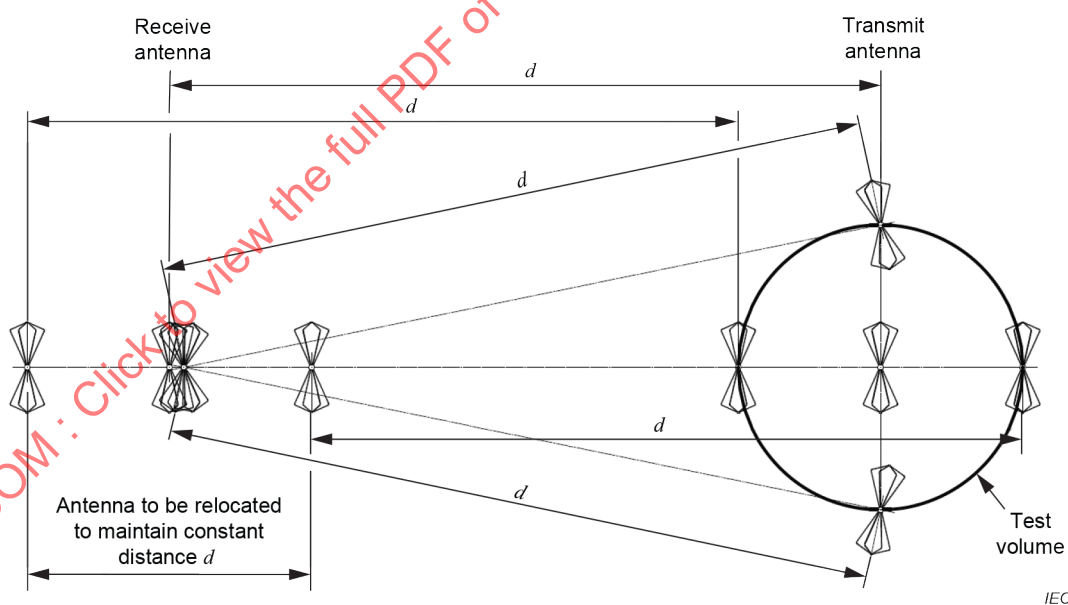


Figure 12 – Typical antenna positions for a weather-protected OATS or a SAC – horizontal polarization validation measurements



Figure 13 – Typical antenna positions for a weather-protected OATS or a SAC – vertical polarization validation measurements for a smaller EUT



Figure 14 – Typical antenna positions for a weather-protected OATS or a SAC – horizontal polarization validation measurements for a smaller EUT

- measurement procedure;
- accuracy of antenna factors;

- drift in signal source or accuracy of receiver or spectrum analyzer input attenuator; and
- readings from the measurement devices.

If no errors are found for the parameters in the preceding list, then the site shall be considered to be at fault, and detailed investigation of possible causes of site variability shall be made. Annex F describes the errors that can occur in NSA measurements.

Note that because vertical polarization is generally a more stringent measurement condition, site anomalies would typically be investigated using this more sensitive metric rather than horizontal polarization NSA results. Key items to investigate include:

- size and construction inadequacy of the ground plane;
- objects at the perimeter of the site that could cause undesired reflections;
- reflections from all-weather cover;
- discontinuity in the ground plane at the turntable circumference, for configurations where the turntable surface is conductive and at the same height as the site ground plane;
- thickness of any dielectric ground plane covers; and
- openings in the ground plane, e.g. for stairways to underground control rooms.

6.10 Site validation for FARs

6.10.1 General

For a FAR, the NSA shall satisfy the requirement of 6.10.4 over a cylindrical test volume generated by the rotation of the EUT on the turntable. In this context, “the EUT” includes all components of a multi-unit EUT and the interconnecting cables. Table 5 defines the maximum height and diameter ($h_{\max} = d_{\max}$) of the test volume as a function of test distance. This ratio between diameter and test distance ensures an acceptable uncertainty in EUT disturbance measurement.

Table 5 – Maximum dimensions of test volume versus test distance

Maximum diameter $d_{\max}$ and height $h_{\max}$ of the test volume m	Test distance d_{nominal} m
1,5	3,0
2,5	5,0
5,0	10,0

A single-position SA measurement may not be sufficient to pick up possible reflections from the shielded room construction materials and/or absorbing materials lining the walls, floor, ceiling, and turntable of a FAR.

Therefore, FAR site validation measurements shall be performed at fifteen measurement positions, for both horizontal and vertical antenna polarizations of the transmit antenna in the test volume (see Figure 15) as follows:

- at three heights of the test volume: bottom, middle and top;
- at five positions in all three horizontal planes: centre, left, right, front, and rear positions in each horizontal plane. The rear position may be omitted if the distance between the rear position and absorbers is more than 0,5 m. During EUT testing, the rear position on the turntable is also turned to the front, and the contribution of the back reflection then will not affect the maximum signal.

For SA measurements, two broadband antennas shall be used: one transmit antenna with its reference point at the measurement positions of the test volume, and one receive antenna outside this test volume at a prescribed orientation and position. The transmit antenna shall have an approximately omnidirectional H-plane pattern, typically a small biconical antenna.

The maximum dimension of the transmit antenna should not exceed 40 cm for a 3 m test distance; at larger distances, the tip-to-tip length of the biconical antenna may be a maximum of 44 cm for a cage design, or 50 cm if it is the collapsible type or a spun-metal cone.

Typical receive antennas are hybrid antennas for 30 MHz to 1 000 MHz, or separate antennas (biconical for 30 MHz to 200 MHz, and LPDA for 200 MHz to 1 000 MHz).

NOTE 1 Use of a hybrid antenna is not recommended for either EUT disturbance measurement or FAR site validation at 3 m distance, due to the relatively large physical size of typical hybrid antennas.

The same antennas used to measure the SA of a FAR shall also be used to measure the reference SA at a quasi free-space test site (see 6.10.2). The receive antenna used during the FAR validation shall be of the same type as used during subsequent radiated disturbance measurements of EUTs.

For test volume validation, both in horizontal and vertical polarizations, and for all transmit antenna positions in the test volume, the height position of the receive antenna in a FAR shall remain fixed at the middle level of the test volume, as shown in Figure 15 and Figure 16. Tilting the antennas is necessary to align the boresight axes of both antennas in one measurement axis along the line between the test points. The distance between the antenna reference point (defined by the antenna calibration) and the front position of the test volume is d_{nominal} . When the transmit antenna is moved to other positions in the test volume, the receive antenna shall be translated along the measurement axis to maintain d_{nominal} constant. The measurement axis is the line between the transmit antenna and the receive antenna, along which d_{nominal} is established. For all positions and polarizations, the receive antenna and the transmit antenna shall face one another with the elements of both antennas parallel (using tilting – see Figure 16). Any antenna masts and supporting floors shall be in place during the site validation measurements.

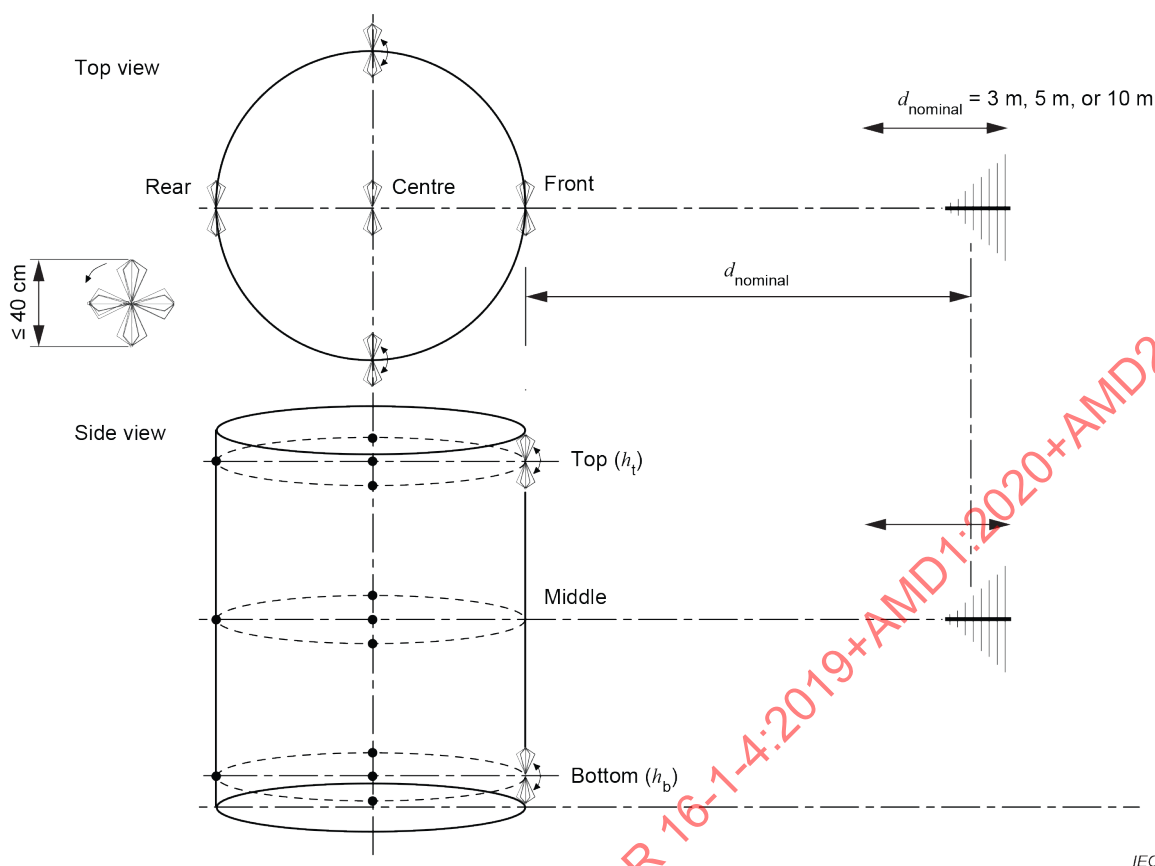


Figure 15 – Measurement positions for FAR site validation

For all positions of the transmit antenna in the test volume, in both horizontal and vertical polarizations, the transmit antenna and the receive antenna shall be aligned along the measurement axis.

d_{nominal} is the EUT test distance associated with the limit;
 d_{nominal} is the fixed antenna distance in the site validation measurements;
 d_{nominal} is the antenna separation used during measurement of the reference SA if the RSM is used.

The transmit antenna height position in the test volume shall be determined as follows:

- “Middle” (h_m) position: where possible, along a virtual axis positioned at mid-height and mid-width of a FAR;
- “Top” (h_t) and “Bottom” (h_b) positions: half of h_{max} (see Table 5) minus half of the transmit antenna dimension (e.g. 20 cm for a small biconical antenna).

These adjusted positions shall be used for both vertical and horizontal polarizations. The distance between the top and bottom planes and the ceiling and floor absorbers, respectively, is given by the absorber performance as determined by the volumetric NSA test; the distance shall be at least 0,5 m, to avoid EUT to absorber coupling.

The maximum step size for discrete-frequency measurements shall be as listed in Table 6.

Two methods are acceptable for FAR site validation:

- a) the RSM (6.10.2), which is required for test distances less than 5 m; or

- b) the NSA method (6.10.3), which is preferred for test distances greater than or equal to 5 m.

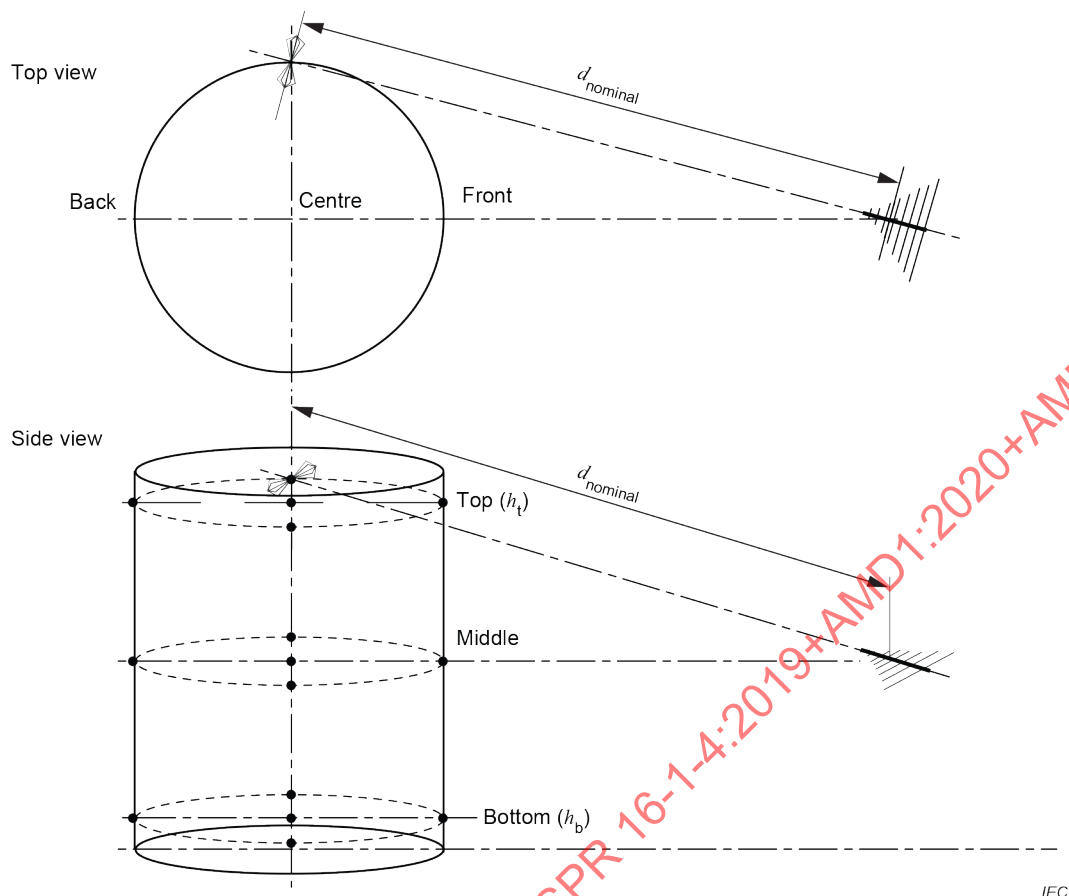
NOTE 2 At separations less than 5 m, antenna mutual coupling cannot be neglected. Additionally it is impractical to determine the RSM A_{APR} at distances larger than 5 m.

The site validation measurement methods are intended to provide 0 dB deviation from the SA that would result on an ideal site. The site validation criterion is defined in 6.10.4. Any means to reduce measurement uncertainty may be used, as long as these do not contradict the defined set-up and procedures or mask any site deficiencies (e.g. shall not inappropriately smooth resonant responses in results).

Site validation measurement uncertainty can be reduced by the following measures.

- a) For a vertically-polarized antenna, shielded cables shall be extended by at least 2 m behind each antenna before dropping the cable to the ground. If possible, cables shall extend straight back to the bulkhead connectors in the wall of the FAR. Another possibility is the use of clip-on ferrites on the cables. Another alternative for reducing the influence of RF cables is by instead using optical links.
- b) Attenuators at the antenna connectors (e.g. 6 dB or 10 dB) will reduce the influence of any large impedance mismatch at the antennas.
- c) Antennas with good balance of the balun shall be used (i.e. such that the receiver reading changes less than $\pm 0,5$ dB when the antenna is rotated through 180° with respect to its boresight axis). Antenna balance verification methods are described in 4.5.4.
- d) Separate biconical and LPDA antennas for FAR validation may be used (different antenna types below and above 200 MHz), if these will be used for EUT testing. A hybrid antenna may be used instead if the mechanical dimensions are sufficiently small relative to the test distance.

FAR site validation measurements shall be performed at regular intervals, to detect long-term changes in FAR characteristics, and when changes occur that might influence the electromagnetic-wave transmission characteristics in a FAR.



NOTE Horizontal antenna polarizations, top right position.

Figure 16 – Example of one measurement position and antenna tilt for FAR site validation

Table 6 – Frequency ranges and step sizes for FAR site validation

Frequency range MHz	Maximum frequency step MHz
30 to 100	1
100 to 500	5
500 to 1 000	10

6.10.2 RSM for FAR sites

The RSM accounts for antenna near field effects and field taper, which can have a significant influence on results at 3 m test distance involving a biconical receive antenna. Whilst these effects are present in the NSA method, they can largely be corrected for. The reference SA A_{APR} is measured at the nominal distance, $d_{nominal}$, between the transmit antenna and the receive antenna.

The FAR site validation procedure for each test volume position is performed in three steps as follows.

- V_{DIRECT} is the reference level measured by the receiver in dB(μ V) with the cables connected directly together, which is normally done once before a series of volumetric tests;
- V_{SITE} is the level measured by the receiver in dB(μ V) with antennas in place;

- c) the SA deviation (ΔA_s) relative to the antenna pair reference SA (A_{APR}), in dB, is calculated using Equation (11).

$$\Delta A_s = V_{DIRECT} - V_{SITE} - A_{APR} \quad (11)$$

For accurate site validations at distances less than 5 m, it is recommended that a dedicated pair of antennas (transmit antenna and receive antenna) be used to determine the reference SA. A quasi free-space test site (defined in 3.1.18) is required as the reference site. A quasi free-space test site includes two non-metallic antenna masts (constructed from wood or plastic with $\epsilon_r \leq 2,5$, low loss, and diameter at minimum while retaining mechanical strength) which allow the placement of antennas at a sufficient height above ground level (Figure 17). One method to realize the ± 1 dB SA performance of the reference site is to choose the height (h) of the antennas using Equation (12):

$$h \geq d \times \frac{8}{3} \quad (12)$$

where d is the antenna separation in m.

A height of $h = d \times 8/3$ is recommended to suppress the influence of the ground; alternatively a suitable coverage area of RF absorbers effective for frequencies down to 30 MHz shall be placed on the ground.

NOTE At 3 m separation and 30 MHz, there is a significant effect from the near-field component ($1/d^2$) that alone contributes an error of 0,8 dB for a height of $d \times 5/3$, as verified by the UK National Physical Laboratory (NPL). For a reference SA with an uncertainty of less than $\pm 0,5$ dB, a height of $d \times 8/3$ is a good solution when the absorber is not placed on the ground.

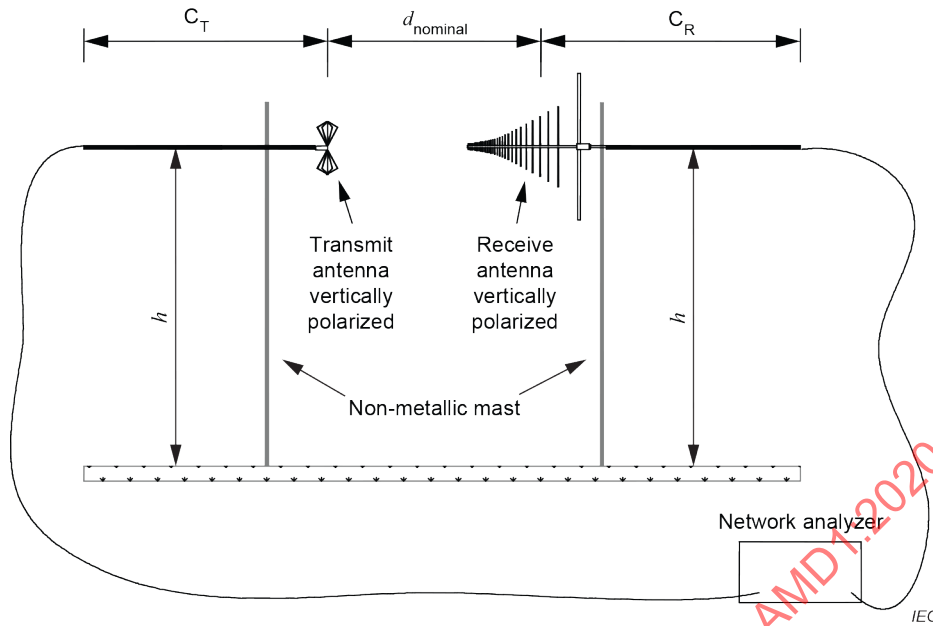
The test distance at the reference site shall be equal to the actual distance $d_{nominal}$ between the antennas to be used subsequently in a FAR. The antennas are polarized vertically (horizontal polarization shall not be used because of stronger interference with the ground-reflected signal), providing a good approximation to free-space conditions. Clearance from buildings, trees, etc., shall be greater than $d \times 8/3$, due to their influence on vertically polarized antenna measurements.

Care shall be taken that the antenna feed cables do not affect the test result. This is best avoided by a cable arrangement as shown in Figure 17, or instead using RF-optical links. The quality of the reference test site set-up directly influences the subsequent FAR evaluation results. The antenna-pair reference SA (A_{APR}) is determined in three steps as follows.

- $V_{DIRECT RS}$ is the reference level measured by the receiver in dB(μ V) with the cables connected together;
- $V_{SITE RS}$ is the level measured by the receiver in dB(μ V) with the antennas installed at the required distance $d_{nominal}$.
- the A_{APR} in dB is calculated according to Equation (13):

$$A_{APR} = V_{DIRECT RS} - V_{SITE RS} \quad (13)$$

For 3 m site validation, a height of at least 4 m above ground shall be used for the antenna pair, which is a typical capability of remotely controllable antenna masts used for EUT disturbance measurements. In this case, electromagnetic absorbers shall be placed on the ground between the antennas, with the absorber patch extending for a minimum area beyond the antennas in all directions, and it shall be demonstrated that a quasi free-space condition is fulfilled (i.e. SA measurement results within ± 1 dB of the ideal response at any frequency). For site validation with $d > 3$ m, the equation $h > d \times 8/3$ is used to determine the set-up configuration, or an alternative set-up that has been demonstrated to fulfil the ± 1 dB reference SA can be used.



Key

d_{nominal} validation distance

h height of the antennas above a ground plane or above ground level

C_T, C_R coaxial feed cables for transmit and receive antennas oriented horizontally behind the antennas for a distance as close to 2 m as physically possible. In a FAR, route the cables horizontally as far as possible, preferably straight through a hole in the chamber wall, or use optical fibre connected to an RF-optical link on the output of the antenna.

NOTE Reference SA is obtained separately for all geometries of Figure 17.

Figure 17 – Typical quasi free-space test site reference SA measurement set-up

6.10.3 NSA method for FAR sites

This subclause describes the NSA method applied to FARs. The antenna geometry is given in 6.10.1. Site attenuation (SA, A_s as a quantity in dB) is the transmission loss measured between the connectors of two antennas on a particular site. For free-space sites, no antenna height scanning is applied, which is denoted by the term “site insertion loss” (see 3.1.26).

For a free-space environment, A_s (in dB) can be approximated by Equation (14) [13]:

$$A_s = 20 \lg \left(\frac{5Z_0}{2\pi} \times \frac{d}{\sqrt{1 - \frac{1}{(\beta d)^2} + \frac{1}{(\beta d)^4}}} \right) - 20 \lg(f_M) + F_{aR} + F_{aT} \quad (14)$$

where

F_{aR}, F_{aT} are the antenna factors of the receive antenna and the transmit antenna in dB(m⁻¹);

d is the distance between the phase centres of both antennas in m;

Z_0 is the system impedance (i.e. 50 Ω);

β is defined as $2\pi/\lambda$; and

f_M is the frequency in MHz.

The theoretical NSA ($A_{N\text{theo}}$) in dB(m²) is defined as SA with respective antenna factors subtracted, thus Equation (14) is rewritten as Equation (15):

$$A_{N\text{theo}} = 20 \lg \left(\frac{5Z_0}{2\pi} \times \frac{d}{\sqrt{1 - \frac{1}{(\beta d)^2} + \frac{1}{(\beta d)^4}}} \right) - 20 \lg(f_M) \quad (15)$$

Below 60 MHz at a 5 m distance, or below 110 MHz at a 3 m distance, it is necessary to apply near field correction factors for each of the required measurement positions of Table 5, for comparison with the theoretical NSA values of Figure 18 and Equation (15). Near field correction factors are specific to the antennas, test distance, and test volume used; while these factors can be obtained by using a numerical modelling code such as NEC [3], sufficiently low uncertainties are obtained by the use of Equation (15). Alternatively, the RSM of 6.10.2 provides cancellation of near field terms if the same antennas and frequencies are used for both the reference SA measurement and subsequent FAR validation.

For measurement distances of 10 m and 30 m, the near-field terms in Equation (15) may be omitted, and the equation simplifies to Equation (16):

$$A_{N\text{theo}} = 20 \lg \left(\frac{5Z_0 d}{2\pi} \right) - 20 \lg(f_M) \quad (16)$$

If simplified Equation (16) is used instead of Equation (15), the error introduced is less than 0,1 dB at frequencies above 60 MHz for 5 m distance, and above 110 MHz for 3 m distance. The error will be greater than 0,1 dB below these frequencies, due to near-field effects. For a 3 m distance, the maximum error is 1 dB at 30 MHz. To reduce this error to less than $\pm 0,3$ dB, Equation (15) should be used.

NOTE 1 Frequencies below 110 MHz for 3 m measurement distances, and below 60 MHz for 5 m measurement distances, include near field effects. These are calculated for each individual test site.

The free space antenna factors of the transmit antenna and the receive antenna are required for this procedure. Site validation for each measurement position shall be performed in three steps as follows.

- V_{DIRECT} is the reference level measured by the receiver with the cables connected directly together;
- V_{SITE} is the level measured by the receiver with the antennas in place;
- the SA deviation (ΔA_s) is calculated in dB using Equation (17):

$$\Delta A_s = V_{\text{DIRECT}} - V_{\text{SITE}} - A_{N\text{theo}} - F_{aT} - F_{aR} \quad (17)$$

where $A_{N\text{theo}}$ is calculated using Equation (16), and the result is compared with the applicable criterion, as specified in 6.10.4.

NOTE 2 The distance d between the reference points of the transmit and receive antennas (defined during antenna calibration) is used as d_{nominal} . The effective distance between the antennas varies with frequency due to their phase centre positions. The transmission loss can be compensated by the ratio of the effective distance to d_{nominal} . Because an antenna calibration is not defined for the nominal test distance, the variation in effective measurement distance due the variation of phase centre locations when LPDA antennas are used can be applied as a correction. The additional uncertainty due to this correction and due to any mutual coupling of the antennas can be avoided by using the RSM.

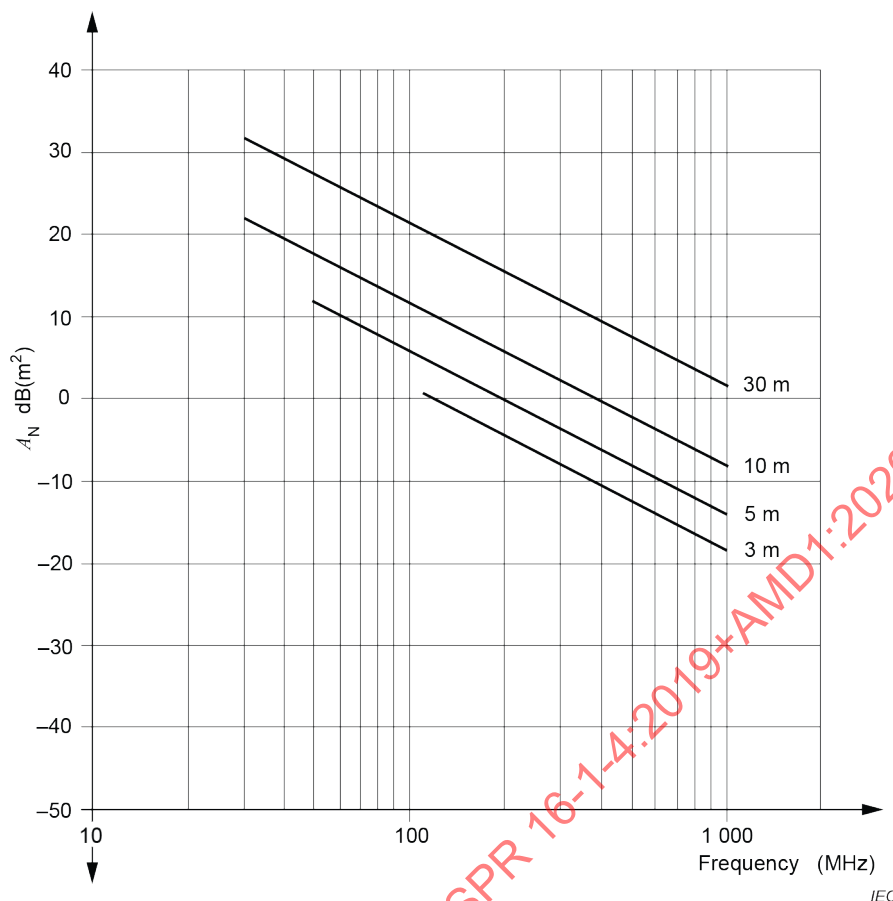


Figure 18 – Theoretical free-space NSA as a function of frequency for different measurement distances [see Equation (16)]

6.10.4 Site validation criteria for FAR sites

The SA deviation ΔA_s shall be less than ± 4 dB for both horizontal and vertical polarizations and for each measurement position and measurement frequency range.

6.11 Evaluation of set-up table and antenna tower

6.11.1 General

A set-up table as specified in D.5 typically positions the EUT for field strength measurements. The shape, construction, and material permittivity of the set-up table can influence the field strength measurement results (see [2], [5], [6], [8]). Subclause 6.11.2 describes a procedure to determine the influence of the set-up table for the 30 MHz to 18 GHz frequency range, and to estimate its related uncertainty contribution to field strength measurements. An evaluation shall be performed on any set-up table with a height of more than 0,15 m.

NOTE Only horizontal polarization of a transmit antenna above the set-up table is used in the evaluation. Horizontal polarization, rather than vertical polarization, accounts for the worst-case effects from the table.

The antenna tower does not require additional evaluation, because any perturbation effects will be included in the site validation measurement (see 6.4) and in the S_{VSWR} measurement (see 7.3).

6.11.2 Evaluation procedure for set-up table influences

To evaluate the influence of the set-up table, two transmission measurements are performed: one with the set-up table present, the second with the set-up table absent. During the two measurements, a transmit antenna is maintained in a specific arrangement. The difference between the measurement results with and without the set-up table gives an estimate of the influence caused by the set-up table. The measurement procedure is as follows.

The set-up table shall be placed in the typical position on the test site with the largest dimension (i.e. the diagonal for a set-up table with a rectangular top, or the radius for a table with a circular top) oriented in the direction of the receive antenna (see Figure 19).

For frequencies up to 1 GHz, a small biconical antenna with an overall length of less than 0,40 m shall be used. For frequencies above 1 GHz, an antenna in accordance with 7.4.2 (for example a broadband dipole) shall be used.

Refer to Figure 19 and Figure 20 for placement of the transmit antenna. The antenna shall be placed above the set-up table in horizontal polarization with a distance of 0,1 m between the table surface and the antenna reference point (balun). The antenna shall be positioned with the reference point midway between the centre and the edge of the set-up table top in the direction of the receive antenna. A signal generator shall feed the antenna. The transmit antenna and the receive antenna shall be aligned with the antenna elements parallel to each other and orthogonal to the measurement axis. During the measurement, frequency steps shall be less than or equal to 0,5 % of the highest frequency used. The receive antenna voltage shall be at least 20 dB above the noise level of the measurement equipment. The influence of cabling can be minimized by using long cables or by using ferrite tubes. Routing the cables horizontally to the rear a minimum of 2 m is typically sufficient. Either way, the influence shall be defined as negligible if the receive voltage does not change by more than 0,3 dB when the cable routing is changed by more than 0,5 m from its original position.

EXAMPLE A cable with ferrite tubes is routed horizontally for a distance of 1,6 m. To check the cable influence, the cable is re-routed to drop vertically from a point 2,1 m from the connection to the antenna. Then the field strength is re-measured to determine whether the influence is no more than 0,3 dB.

The aim is that there are no changes in the measurement set-up apart from the table being present or absent. The transmit antenna, and its cable connecting to the signal generator, shall be supported in such a way that they retain identical positions in space with and without the table present. A mast, tripod, or tower as used during NSA/RSM measurements (see 6.4) or S_{VSWR} (see 7.3) shall be used to support the transmit antenna and cable.

Antenna heights and distances shall be as follows:

- For all frequencies, the distance between the receive antenna and the transmit antenna shall be as required for the radiated disturbance measurement.
- At or below 1 GHz, measurements shall be made from at least 200 MHz to 1 GHz. In an OATS or SAC, the receive antenna height shall be scanned as required in the radiated disturbance measurement (typically between 1 m and 4 m). In a FAR, the receive antenna shall be fixed at the height required for the radiated disturbance measurement.

NOTE Below 200 MHz the influence of the set-up table is negligible when applying this verification procedure.

- Above 1 GHz, measurements shall be performed over the same frequency range (e.g. 1 GHz to 18 GHz), and the antenna height shall be set (e.g. 1 m to 4 m), as required for the radiated disturbance measurement.

The magnitude of the difference between the two measurement results at each frequency, written as $\Delta(f)$ and expressed in dB, shall be calculated using Equation (18).

$$\Delta(f) = |V_{R,with}(f) - V_{R,without}(f)| \quad (18)$$

where

- $V_{R,with}(f)$ is the maximum voltage at the receive antenna at a specific frequency, expressed in dB(μ V), measured with the set-up table present;
- $V_{R,without}(f)$ is the maximum voltage at the receive antenna at a specific frequency, expressed in dB(μ V), measured with the set-up table absent.

The maximum magnitude of the difference between the two measurement results recorded across the frequency range, written as Δ_{max} and expressed in dB, shall be used as the estimated maximum deviation. This shall be calculated in accordance with Equation (19).

$$\Delta_{max} = \max |V_{R,with}(f) - V_{R,without}(f)| \quad (19)$$

The standard uncertainty u_{table} caused by the set-up table is estimated by assuming a rectangular distribution for the measured maximum difference Δ_{max} . Then u_{table} (in dB) can be calculated using Equation (20).

$$u_{table} = \frac{1}{\sqrt{3}} \Delta_{max} \quad (20)$$

The value u_{table} shall be measured and considered in the uncertainty budget (see CISPR 16-4-2) in the following frequency ranges:

- 200 MHz to 1 GHz;
- 1 GHz to 6 GHz;
- 6 GHz to 18 GHz.

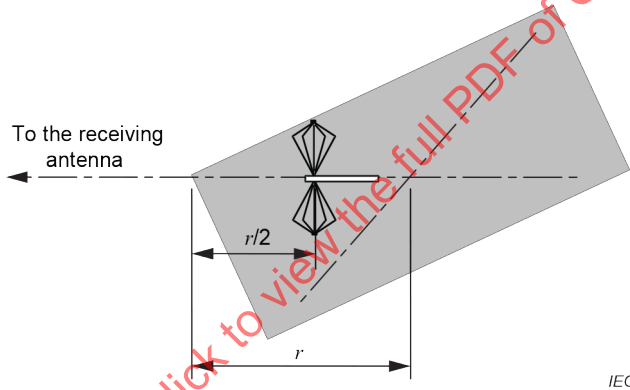


Figure 19 – Position of the antenna relative to the edge above a rectangle set-up table (top view)

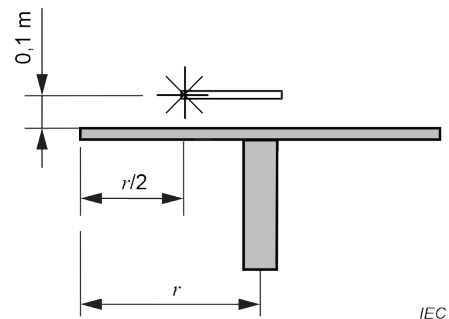


Figure 20 – Antenna position above the set-up table (side view)

NOTE Set-up table construction and types of materials will vary among test laboratories. It is sufficient to determine the worst-case value of Δ (or $V_{R,with}$) in the determination of u_{table} .

7 Test sites for measurement of radio disturbance field strength for the frequency range 1 GHz to 18 GHz

7.1 General

The test site shall rely on reflection-free conditions; it may be necessary to use absorbing material and/or to raise the height of the EUT to achieve these free-space conditions.

NOTE In the case of floor-standing equipment tests, reflection-free conditions might not be achieved close to the ground.

7.2 Reference test site

The reference test site shall be a free-space, open-area test site (FSOATS), with precautions to ensure that reflections do not influence the measurement results.

NOTE The FSOATS is the ideal concept of the test site.; Aa practical approximation of an FSOATS is a FAR that meets the validation requirements given in 7.3.

7.3 Test site validation

7.3.1 General

A test site shall be considered acceptable for radiated disturbance measurements in the 1 GHz to 18 GHz range if it satisfies the criterion provided in 7.3.2. Two site validation procedure options are provided: the S_{VSWR} standard test procedure (see 7.6)) and the S_{VSWR} reciprocal test procedure (see 7.7). For the purposes of testing per CISPR standards, site validation measurements shall be performed from 1 GHz to the maximum frequency in use at the test facility; the maximum frequency shall be at least 2 GHz.

Test sites used for measurements in the 1 GHz to 18 GHz range shall have a design that minimizes the influence of reflections upon the received signal,; for example, an anechoic chamber. If the site is not designed to provide fully-anechoic conditions, for example a semi-anechoic chamber, use of absorbing material to cover part of the metal ground plane is required, as described in the following paragraphs.

In cases where the test volume extends from the conducting floor of the facility to above the EUT, as may be typical for facilities used primarily for testing floor-standing EUTs, for the validation measurement absorber shall be placed in the test volume as necessary. To accommodate testing of floor-standing equipment that cannot be positioned above the ground plane, illumination of the test volume for a height of up to 30 cm may be obstructed by absorber placed on the ground plane.

When measuring the disturbance of an EUT size smaller than the validated diameter, the diameter of the validated test volume is assumed to apply. In this case the antenna position is adjusted such that the distance between the EUT and the antenna reference point is identical to the distance used for the S_{VSWR} validation measurements.

NOTE 1 For EUTs smaller than the validated test volume, the rationale is that the RX antenna position in relation to the front of the EUT be adjusted to remain at the distance used in S_{VSWR} validation. It is assumed that a smaller EUT will remain within the half-power beamwidth of the RX antenna and since the chamber is validated for the largest EUT and therefore the widest beamwidth of the RX antenna, the requirements of 7.6.6.1 in CISPR 16-2-3:2010 are met.

During the disturbance measurement of a floor-standing EUT, floor absorber used during the site validation may be removed in the immediate area (footprint) of the EUT, and for up to 10 cm surrounding the EUT footprint.

In facilities where the test volume is above the height of the absorber, as may be typical of facilities used for testing table-top equipment, absorber may be placed under the test volume for both site validation and equipment tests. Photographs showing the site absorber configuration and transmit antenna and receive antenna locations shall be included in the site validation report.

Site validation is performed by measurements of the S_{VSWR} . The site validation method evaluates a given test volume for the specific combination of site, receive antenna, test distance (described in CISPR 16-2-3), and absorbing material placed on the ground plane, if needed to meet the criterion of 7.3.2.

Influences of the receive antenna mast located as used for the site validation tests, and permanently-fixed objects in the test volume (such as a permanently-installed turntable), are evaluated by and included in this site validation procedure. Removable objects, such as a removable set-up table, are not required to be in place during the site validation tests if their influence is to be evaluated separately using the additional procedures of 6.11 of this document.

CISPR 16-2-3 provides a description of the EUT measurement method used for testing in 1 GHz to 18 GHz. The purpose of the S_{VSWR} procedure is to check for the influence of reflections that may be incident upon an EUT of arbitrary size and shape placed within the test volume as evaluated using this procedure.

The S_{VSWR} is the ratio of maximum received signal to minimum received signal, caused by interference between direct (intended, wanted) and reflected (unwanted) signals, or given by Equation (21):

$$S_{VSWR} = \frac{E_{\max}}{E_{\min}} = \frac{V_{\max}}{V_{\min}} \quad (21)$$

where

$E_{\max}$ and $E_{\min}$ are the maximum and minimum received signals, and

$V_{\max}$ and $V_{\min}$ are the corresponding measured voltages when a receiver or spectrum analyzer is used for reception.

For the procedures that follow, decibels (dB) are typically used for the measurements and calculations. In this case, S_{VSWR} is given by Equation (22):

$$S_{VSWR,dB} = 20 \lg \left(\frac{V_{\max}}{V_{\min}} \right) = 20 \lg \left(\frac{E_{\max}}{E_{\min}} \right) = V_{\max,dB} - V_{\min,dB} = E_{\max,dB} - E_{\min,dB} \quad (22)$$

NOTE 2 When decibels are used, $S_{VSWR,dB}$ may be taken as the difference of maximum to minimum signal received in units of dBm, dB(μV), or dB(μV/m), as appropriate for the instrumentation or signal detector used.

NOTE 3 The value of S_{VSWR} or $S_{VSWR,dB}$ is computed separately from the maximum and minimum signal obtained at each frequency and polarization for a set of six measurements as described in 7.6 or 7.7.

7.3.2 Acceptance criterion for site validation

The S_{VSWR} is directly related to influences of undesired reflections. The acceptance criterion for 1 GHz to 18 GHz site validations is:

$$S_{VSWR} \leq 2:1, \text{ or } S_{VSWR,dB} \leq 6,0 \text{ dB},$$

for S_{VSWR} measured in accordance with the procedures of 7.6 or 7.7.

7.4 Antenna requirements for S_{VSWR} standard test procedure

7.4.1 General

To provide illumination of all reflecting surfaces during this test, and to simulate the possible low-directivity radiation patterns exhibited by many EUTs, this subclause specifies characteristics for equipment used for S_{VSWR} testing. For this purpose, RX and TX antennas are used.

The following subclauses define the performance criteria for the TX antennas for the S_{VSWR} test; see 4.6.2 for the performance criteria of RX antennas. Type test results supplied by the manufacturer may be used to provide evidence that the antenna performance criteria are met.

The TX and RX patterns shall be measured according to the procedures of Annex I of CISPR 16-1-6:2014/AMD1:2016.

For both the TX and RX antennas, one or more antennas can be used to cover the whole entire frequency range for the S_{VSWR} test.

NOTE It is assumed that both antennas also meet the performance criteria requirements at all frequencies used for the S_{VSWR} test.

7.4.2 Transmit antenna

7.4.2.1 General

The antenna used as a transmit source shall be linearly polarized, and shall have a radiation pattern with the following detailed characteristics. Radiation pattern data shall be available with a frequency step size less than or equal to 1 GHz.

Different frequency step sizes are required due to the change of the radiation pattern with frequency. Typical TX antenna radiation patterns do not change rapidly with frequency, while some LPDA RX antenna radiation patterns do.

7.4.2.2 Transmit antenna E-plane radiation pattern

An E-plane radiation pattern for an antenna with simple linear polarization can be measured at one of many possible cut planes (constant azimuth angle) around the radiation sphere. The cut plane for pattern measurements shall be selected by the antenna manufacturer and described in the antenna characterization report. One convenient choice typically is the plane containing the connector and the cable routing.

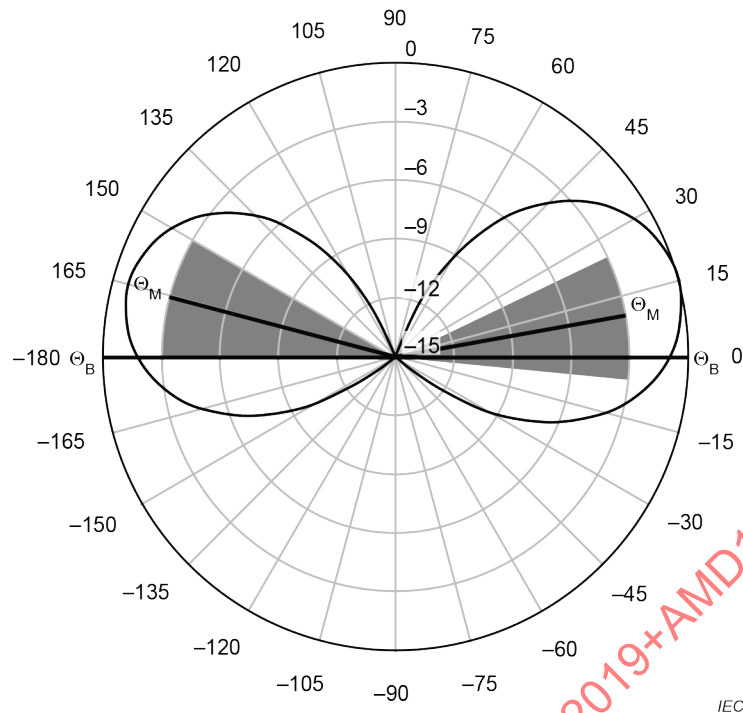
- Choose a main lobe direction, designated as Θ_M , for the right side and the left side of each pattern plot. Θ_M shall be between $0^\circ \pm 15^\circ$ and $180^\circ \pm 15^\circ$, respectively.
- Draw the so-called forbidden area symmetrical to the main lobe directions on both sides of the pattern² where the amplitude is ≤ -3 dB for $\pm 15^\circ$.

NOTE This limit ensures a smooth pattern in the boresight region, and an acceptable omnidirectional behaviour.

- The E-plane pattern shall not enter the forbidden area.

Figure 21 shows an example radiation pattern that meets the preceding E-plane requirements.

² This limit ensures a smooth pattern in the boresight region, and an acceptable omnidirectional behaviour.



NOTE The example plot is for an antenna that meets the E-plane requirements of this subclause. The main lobe directions, Θ_M , for the right side and the left side of each pattern plot are between $0^\circ \pm 15^\circ$ and $180^\circ \pm 15^\circ$ respectively. The shaded areas represent the “forbidden area” where amplitude would be ≤ -3 dB for $\pm 15^\circ$ of each main lobe. The antenna pattern does not enter the forbidden area.

**Figure 21 – Transmit antenna E-plane radiation pattern example
(this example is for informative purposes only)**

7.4.2.3 Transmit antenna H-plane radiation pattern

Only one plane is possible for H-plane pattern measurement of a dipole antenna, i.e. the plane orthogonal to the dipole axis intersecting the centre of the dipole. This plane can include a balun, an input connector, and the input cable, depending on whether a metallic cable or optical fiber is used. The manufacturer of the antenna shall describe the set-up used to measure the radiation patterns, including the feed cabling and connector locations, in the test report of the antenna.

- Average the radiation pattern data (in dB) over the range of $\pm 135^\circ$ (0° is the boresight angle, Θ_B). The maximum step size for this pattern data is 5° in the frequency range of 1 GHz to 6 GHz, and 1° from 6 GHz to 18 GHz.
- The pattern shall not exceed the following deviations from the $\pm 135^\circ$ -averaged value:

Angle range	1 GHz to 6 GHz	6 GHz to 18 GHz
-60° to $+60^\circ$	± 2 dB	± 3 dB
-60° to -135° , $+60^\circ$ to $+135^\circ$	± 3 dB	± 4 dB
-135° to -180° , $+135^\circ$ to $+180^\circ$	$< +3$ dB	$< +4$ dB

NOTE Although a lower bound on the H-plane pattern is not specified outside of $\pm 135^\circ$, it is desirable for the H-plane pattern not to show a null at $\pm 180^\circ$, but to be omnidirectional as best as possible. Guidance provided by the antenna manufacturer on the routing of the feed cabling and antenna mast, if available, will help to minimize the possible influence on the H-plane pattern outside of $\pm 135^\circ$.

Figure 22 shows an example pattern plot that meets the preceding H-plane pattern requirements.

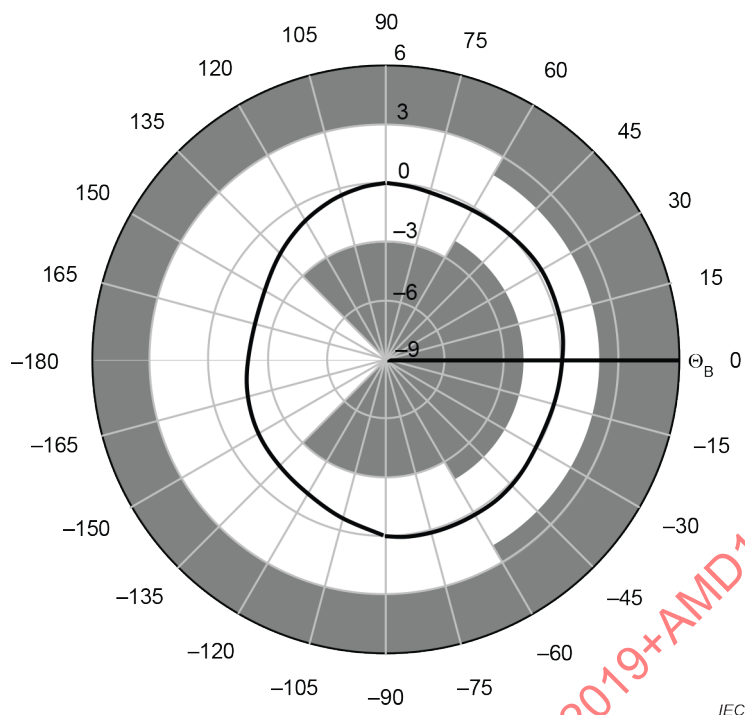


Figure 22a – Transmit antenna H-plane radiation pattern – 1 GHz to 6 GHz

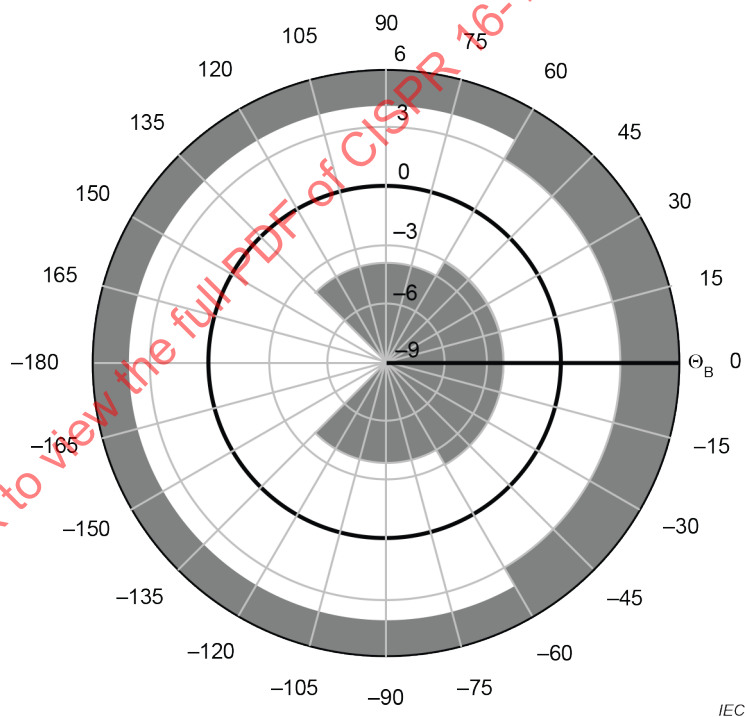


Figure 22b – Transmit antenna H-plane radiation pattern – 6 GHz to 18 GHz

NOTE The example plot is for an antenna that meets the H-plane requirements. The shaded areas represent the maximum permitted deviations stated in this subclause. This example antenna meets the requirements because the pattern does not enter the shaded regions.

Figure 22 – Transmit antenna H-plane radiation pattern
(this example is for informative purposes only)

7.4.3 Antennas and test equipment for the S_{VSWR} reciprocal test procedure

For the S_{VSWR} reciprocal test procedure (see 7.7), the antenna used to transmit into the test volume shall be the same type as used for later EUT radiated disturbance measurements, and

shall meet the requirements of 4.6.2. The isotropic field probe used shall be omnidirectional, with anisotropy of no more than 3 dB.

7.5 Required positions for site validation testing

7.5.1 General

Site validation tests shall be performed for a volume in the shape of a cylinder. The bottom of the cylinder is established by the surface that is used to support the EUT. The top of the cylinder is chosen as the maximum height that an EUT and its vertical overhead cabling would occupy. The diameter of the cylinder is the largest diameter required to accommodate an EUT including cables. For cables that leave the test volume, a 30 cm section of these cables shall be assumed to establish the dimensions of the volume. To accommodate floor-standing equipment that cannot be raised above the supporting surface, test-volume illumination for a height of up to 30 cm from the bottom of the test volume is allowed to be obstructed by absorber placed on the ground plane. For the standard test procedure of 7.6, the S_{VSWR} is evaluated by placing the receive antenna at the position for which the volume shall be validated, and varying the transmit source location across the defined positions. Alternatively, for the S_{VSWR} reciprocal test procedure of 7.7, the positions described in this subclause are used for the placement of the field probe in the test volume.

The required locations to perform the S_{VSWR} measurements are dependent upon the dimensions of the test volume. Details of the conditional measurement position requirements are given in 7.8. The S_{VSWR} is evaluated for each required location and polarization by a sequence of six measurements, along a line to the reference point of the receive antenna. All of the possible required locations are illustrated in Figure 23 and Figure 24, including the conditional locations described in 7.8. The sequences of six measurements along the lines to the receive antenna are indicated by dots in these figures.

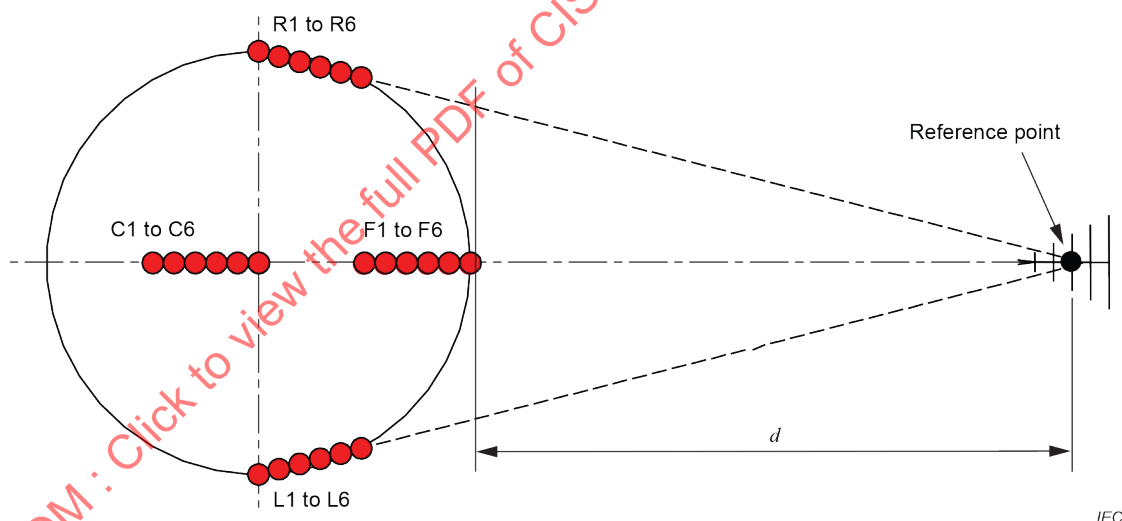


Figure 23 – S_{VSWR} measurement positions in a horizontal plane
(see 7.5.2 for description)

7.5.2 Descriptions of S_{VSWR} measurement positions in a horizontal plane (Figure 23)

This subclause describes how the S_{VSWR} measurement positions are found in a horizontal plane illustrated in Figure 23.

- Front positions 1 to 6 (F1 to F6): The front positions are on a line from the centre of the test volume to the receive antenna reference point. To locate these positions, first locate

F6 at the front extent of the test volume, on the measurement axis spaced away at the test distance, d from the reference point of the receive antenna.

F5 to F1 are measured relative to F6 as follows, moving away from the receive antenna:

- 1) F5 = F6 + 2 cm away from the receive antenna
- 2) F4 = F6 + 10 cm away from the receive antenna
- 3) F3 = F6 + 18 cm away from the receive antenna
- 4) F2 = F6 + 30 cm away from the receive antenna
- 5) F1 = F6 + 40 cm away from the receive antenna

- b) Right positions 1 to 6 (R1 to R6): These positions are located relative to position R6. R6 is found by determining the right extent of the test volume (position R1), then moving on a line toward the receive antenna reference point through 40 cm (see Figure 23).

Positions R5 to R1 are measured relative to R6 as follows, moving away from the receive antenna:

- 1) R5 = R6 + 2 cm away from the receive antenna
- 2) R4 = R6 + 10 cm away from the receive antenna
- 3) R3 = R6 + 18 cm away from the receive antenna
- 4) R2 = R6 + 30 cm away from the receive antenna
- 5) R1 = R6 + 40 cm away from the receive antenna

- c) Left positions 1 to 6 (L1 to L6): These positions are located relative to position L6. L6 is found by determining the left extent of the test volume (position L1), then moving on a line toward the receive antenna reference point through 40 cm (see Figure 23).

Positions L5 to L1 are measured relative to L6 as follows, moving away from the receive antenna:

- 1) L5 = L6 + 2 cm away from the receive antenna
- 2) L4 = L6 + 10 cm away from the receive antenna
- 3) L3 = L6 + 18 cm away from the receive antenna
- 4) L2 = L6 + 30 cm away from the receive antenna
- 5) L1 = L6 + 40 cm away from the receive antenna

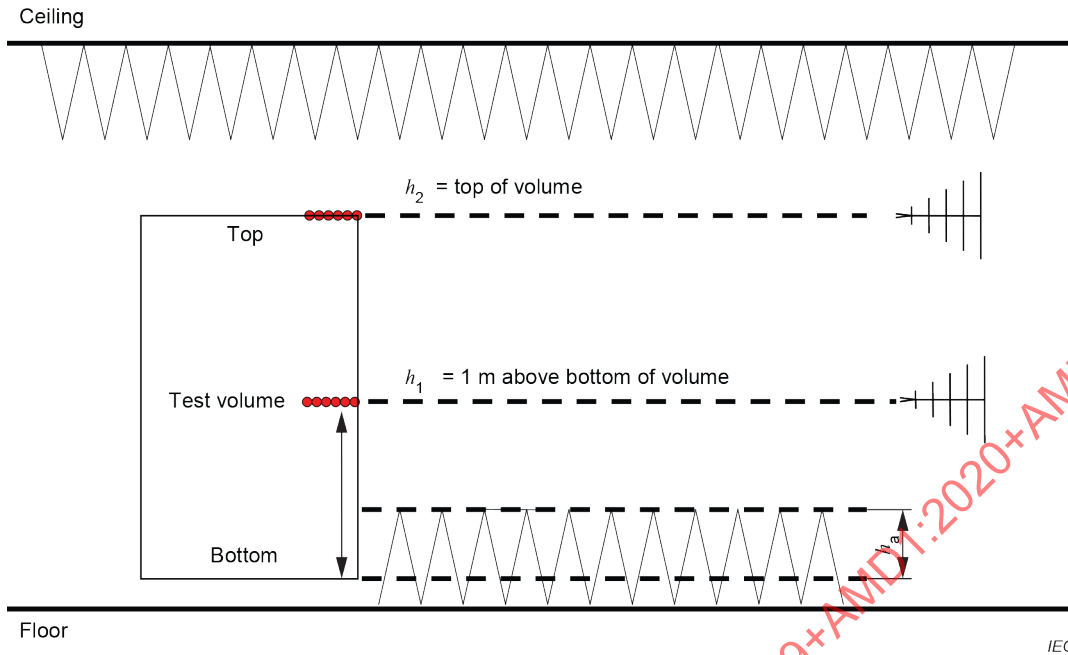
- d) Centre positions 1 to 6 (C1 to C6): These positions are located relative to position C6. Position C6 is at the centre of the test volume. Positions C1 to C6 are required to be tested when the test volume diameter is greater than 1,5 m (see 7.8).

C5 to C1 are measured relative to C6, moving away from the receive antenna as follows:

- 1) C5 = C6 + 2 cm away from the receive antenna
- 2) C4 = C6 + 10 cm away from the receive antenna
- 3) C3 = C6 + 18 cm away from the receive antenna
- 4) C2 = C6 + 30 cm away from the receive antenna
- 5) C1 = C6 + 40 cm away from the receive antenna

7.5.3 Descriptions of S_{VSWR} additional measurement positions (Figure 24)

In addition to the locations indicated in Figure 23, an additional S_{VSWR} test plane at the top of the test volume may be required, depending upon the height of the test volume. Figure 24 illustrates the additional height requirement for S_{VSWR} measurements. The test at the second height is to be performed at the front position only.



Key

- h_a the portion of the test volume that is obstructed by absorber placed on the floor (30 cm maximum)
- h_1 height located at the middle of the test volume, or 1,0 m above the bottom of the test volume, whichever is lower
- h_2 height located at the top of the test volume and required to be tested when h_2 is separated by at least 0,5 m from h_1 (see 7.8 for details)

Figure 24 – S_{VSWR} positions (height requirements)

7.5.4 Summary of S_{VSWR} measurement positions

Table 7 provides a summary of the S_{VSWR} measurement positions. In Table 7, the positions are grouped according to height (h_1 , h_2) and location (front, left, right, centre). For each location, a reference position is designated for use in the calculations required by Equation (23) (see 7.6). The positions are designated as P_{mnopq} , where the subscripts correspond to the position names as listed in the first column of Table 7.

Table 7 – S_{VSWR} measurement position designations (1 of 3)

Position name	Location	Height	Polarization	Reference position for d_{ref} [see Equation (23)]	Location relative to reference position
Front positions (Front, h_1) at first height					
F1h1H	Front	h_1	Horizontal	F6h1	+40 cm away from the receive antenna
F1h1V	Front	h_1	Vertical	F6h1	+40 cm away from the receive antenna
F2h1H	Front	h_1	Horizontal	F6h1	+30 cm away from the receive antenna
F2h1V	Front	h_1	Vertical	F6h1	+30 cm away from the receive antenna
F3h1H	Front	h_1	Horizontal	F6h1	+18 cm away from the receive antenna
F3h1V	Front	h_1	Vertical	F6h1	+18 cm away from the receive antenna
F4h1H	Front	h_1	Horizontal	F6h1	+10 cm away from the receive antenna
F4h1V	Front	h_1	Vertical	F6h1	+10 cm away from the receive antenna
F5h1H	Front	h_1	Horizontal	F6h1	+2 cm away from the receive antenna
F5h1V	Front	h_1	Vertical	F6h1	+2 cm away from the receive antenna
F6h1H	Front	h_1	Horizontal	F6h1	= Reference position (Front, h_1)
F6h1V	Front	h_1	Vertical	F6h1	= Reference position (Front, h_1)
Centre positions (Centre, h_1) at first height (if required – see 7.8)					
C1h1H	Centre	h_1	Horizontal	C6h1	+40 cm away from the receive antenna
C1h1V	Centre	h_1	Vertical	C6h1	+40 cm away from the receive antenna
C2h1H	Centre	h_1	Horizontal	C6h1	+30 cm away from the receive antenna
C2h1V	Centre	h_1	Vertical	C6h1	+30 cm away from the receive antenna
C3h1H	Centre	h_1	Horizontal	C6h1	+18 cm away from the receive antenna
C3h1V	Centre	h_1	Vertical	C6h1	+18 cm away from the receive antenna
C4h1H	Centre	h_1	Horizontal	C6h1	+10 cm away from the receive antenna
C4h1V	Centre	h_1	Vertical	C6h1	+10 cm away from the receive antenna
C5h1H	Centre	h_1	Horizontal	C6h1	+2 cm away from the receive antenna
C5h1V	Centre	h_1	Vertical	C6h1	+2 cm away from the receive antenna
C6h1H	Centre	h_1	Horizontal	C6h1	= Reference position (centre, h_1)
C6h1V	Centre	h_1	Vertical	C6h1	= Reference position (centre, h_1)

Table 7 (2 of 3)

Position name	Location	Height	Polarization	Reference position for d_{ref} [see Equation (23)]	Location relative to reference position
Right positions at first height					
R1h1H	Right	h_1	Horizontal	R6h1	+40 cm away from the receive antenna at the right extent of the volume
R1h1V	Right	h_1	Vertical	R6h1	+40 cm away from the receive antenna at the right extent of the volume
R2h1H	Right	h_1	Horizontal	R6h1	+30 cm away from the receive antenna
R2h1V	Right	h_1	Vertical	R6h1	+30 cm away from the receive antenna
R3h1H	Right	h_1	Horizontal	R6h1	+18 cm away from the receive antenna
R3h1V	Right	h_1	Vertical	R6h1	+18 cm away from the receive antenna
R4h1H	Right	h_1	Horizontal	R6h1	+10 cm away from the receive antenna
R4h1V	Right	h_1	Vertical	R6h1	+10 cm away from the receive antenna
R5h1H	Right	h_1	Horizontal	R6h1	+2 cm away from the receive antenna
R5h1V	Right	h_1	Vertical	R6h1	+2 cm away from the receive antenna
R6h1H	Right	h_1	Horizontal	R6h1	= Reference position (Right, h_1)
R6h1V	Right	h_1	Vertical	R6h1	= Reference position (Right, h_1)
Left positions at first height					
L1h1H	Left	h_1	Horizontal	L6h1	+40 cm away from the receive antenna at the left extent of the volume
L1h1V	Left	h_1	Vertical	L6h1	+40 cm away from the receive antenna at the left extent of the volume
L2h1H	Left	h_1	Horizontal	L6h1	+30 cm away from the receive antenna
L2h1V	Left	h_1	Vertical	L6h1	+30 cm away from the receive antenna
L3h1H	Left	h_1	Horizontal	L6h1	+18 cm away from the receive antenna
L3h1V	Left	h_1	Vertical	L6h1	+18 cm away from the receive antenna
L4h1H	Left	h_1	Horizontal	L6h1	+10 cm away from the receive antenna
L4h1V	Left	h_1	Vertical	L6h1	+10 cm away from the receive antenna
L5h1H	Left	h_1	Horizontal	L6h1	+2 cm away from the receive antenna
L5h1V	Left	h_1	Vertical	L6h1	+2 cm away from the receive antenna
L6h1H	Left	h_1	Horizontal	L6h1	= Reference position (Left, h_1)
L6h1V	Left	h_1	Vertical	L6h1	= Reference position (Left, h_1)

Table 7 (3 of 3)

Position name	Location	Height	Polarization	Reference position for d_{ref} [see Equation (23)]	Location relative to reference position
Front positions at second height (if required – see 7.8)					
F1h2H	Front	h_2	Horizontal	F6h2	+40 cm away from the receive antenna
F1h2V	Front	h_2	Vertical	F6h2	+40 cm away from the receive antenna
F2h2H	Front	h_2	Horizontal	F6h2	+30 cm away from the receive antenna
F2h2V	Front	h_2	Vertical	F6h2	+30 cm away from the receive antenna
F3h2H	Front	h_2	Horizontal	F6h2	+18 cm away from the receive antenna
F3h2V	Front	h_2	Vertical	F6h2	+18 cm away from the receive antenna
F4h2H	Front	h_2	Horizontal	F6h2	+10 cm away from the receive antenna
F4h2V	Front	h_2	Vertical	F6h2	+10 cm away from the receive antenna
F5h2H	Front	h_2	Horizontal	F6h2	+2 cm away from the receive antenna
F5h2V	Front	h_2	Vertical	F6h2	+2 cm away from the receive antenna
F6h2H	Front	h_2	Horizontal	F6h2	= Reference position (Front, h_2)
F6h2V	Front	h_2	Vertical	F6h2	= Reference position (Front, h_2)
NOTE These S_{VSWR} measurements may be performed in any sequence.					

7.6 S_{VSWR} site validation – standard test procedure

In the following procedure, the positions are designated as P_{mnopq} , where the subscripts correspond to the position names as listed in the first column of Table 7. The measured signal, M , is the received electric field strength or voltage measurement at each position, and is similarly denoted by subscripts as M_{mnopq} . For example, P_{F1h1H} is the position F1, at height 1, horizontal polarization, and its measured signal (in dB) is referred to as M_{F1h1H} .

- Locate the transmit source with its reference point at front position 6, height 1, in horizontal polarization (P_{F6h1H}). Locate the receive antenna, also in horizontal polarization, at the test distance d , measured from the source to the reference point of the receive antenna. Note that the receive antenna height shall be located at the same height as the transmit source for all measurements.
- Verify that the received signal displayed will be at least 20 dB above the ambient and above the measuring receiver or spectrum analyzer displayed noise across the entire frequency range to be measured. If not, it may be necessary to use different equipment (antennas, cables, signal generator, preamplifier) and/or use partial frequency ranges as appropriate to maintain a level of 20 dB above the displayed noise floor.
- Record the measured signal level, M_{F6h1H} at each frequency. Swept measurements or stepped frequency increments may be used. If stepped increments are used, the frequency increment shall be 50 MHz or less.
- Repeat steps b) and c) with the transmit source at the other five positions shown in Table 8 (see 7.9) for the front, height 1, horizontal polarization. In total, there will be six measurements for front, height 1, horizontal polarization (M_{F1h1H} through M_{F6h1H}) varying in separation distance from the receive antenna by the increments shown in Table 7.
- Change the polarization of the transmit source and receive antenna to vertical, then repeat the above procedure for positions P_{F1h1V} through P_{F6h1V} , to obtain M_{F1h1V} through M_{F6h1V} .
- For all measurements, normalize the measured field strength or voltage data to the distance of the reference position shown in Table 7, using Equation (23):

$$M'_{\text{mnopq}} = M_{\text{mnopq}} + 20 \lg \left(\frac{d_{\text{mnopq}}}{d_{\text{ref}}} \right) \text{ dB} \quad (23)$$

where

d_{mnopq}	is the actual separation distance for the measurement location;
d_{ref}	is the separation distance measured to the reference position;
M_{mnopq}	is the measured signal (field strength or receiver voltage) in dB. Note that each measurement location has a different reference position corresponding to position 6, as indicated in Table 7 for P_{mnopq} ;
M'_{mnopq}	is normalized measured field strength or voltage data relative to the distance of the reference position shown in Table 7.

- g) Using Equation (21) or Equation (22) (see 7.3.1), calculate the S_{VSWR} for horizontal polarization. Using Equation (22), $S_{\text{VSWR,dB}}$ can be obtained by subtracting the minimum received signal, $M_{\text{min,dB}}$, from the maximum received signal, $M_{\text{max,dB}}$, after distance corrections have been applied [i.e. step per 7.6 f)] for the six positions. Repeat the calculation for readings obtained using vertical polarization.
- h) The S_{VSWR} for each polarization shall fulfil the acceptance criteria of 7.3.2.
- i) Repeat steps a) to through h) for the left and right positions of the test volume. Note that when the transmit source antenna is moved to the left or right, its boresight direction shall be aimed towards the receive antenna. However, the receive antenna shall remain facing towards the centre (not aimed at the side positions), which is the same direction it will be facing later during EUT measurements.
- j) If required by 7.8, repeat the above procedure for the measurements at the centre position, and for the measurements required at the second height. When measurements are performed at the second height, the receive antenna shall be at the same height as the transmit antenna.

7.7 S_{VSWR} site validation – reciprocal test procedure using an isotropic field probe

For shielded facilities (i.e. fully-anechoic chamber or semi-anechoic chambers), it is permitted to evaluate S_{VSWR} using an isotropic field probe placed at the required locations of Table 7, and illuminating the test volume with the same antenna that is used later as the receive antenna for EUT radiated disturbance measurements. For the purposes of this document, this method is termed the “reciprocal” method of S_{VSWR} site validation. In this S_{VSWR} reciprocal test procedure, the antenna to later be used as the receive antenna in EUT disturbance measurement is termed the “transmit” antenna, because it will be used to transmit to a probe located in the test volume. The isotropic field probe is required to fulfil the radiation pattern specifications of 7.4.2. The probe shall be capable of being aligned with the polarization of the transmit antenna, i.e. the location and orientation of the sensing elements within the probe shall be known.

The S_{VSWR} site validation reciprocal test procedure using an isotropic field probe is as follows.

- a) Place the field probe at the front position 6, height 1, in horizontal polarization (P_{F6h1H}). Place the transmit antenna at the test distance d as measured from the perimeter of the test volume to the reference point of the antenna. The transmit antenna height shall be at the same height as the probe for all positions.
- b) Verify that field strength magnitude is sufficient to allow proper functioning of the probe. For guidance on the equipment and procedures necessary to establish appropriate field strengths, refer to the manufacturer’s operating specifications for the probe (adequate sensitivity and measurement uncertainty). In addition, the transmit system and probe system should be checked for linearity, and harmonics shall be suppressed to a level of at least 15 dB below the primary signal. Use of a directional coupler is recommended to monitor forward power during the test, because variations in the output power level will produce variations in the test results. It is important to provide stable output signals, because any signal variation due to instability of the signal source (e.g. bad cable

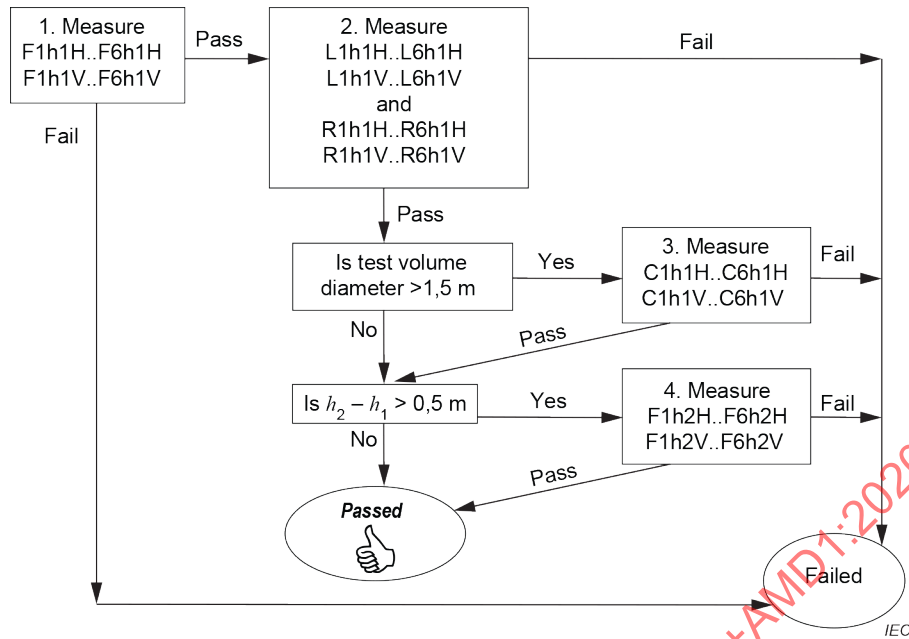
connections, variations with warm-up time of the power amplifier, etc.) can produce additional variations of the results (i.e. artificially high S_{VSWR} results).

- c) Record the measured signal level, M_{F6h1H} , at each frequency. Swept measurements or stepped frequency increments may be used. If stepped increments are used, the frequency increment shall be 50 MHz or less.
- d) Repeat steps b) and c) with the field probe at the other five positions shown in Table 8 (see 7.9) for the front, height 1, horizontal polarization. In total, there will be six measurements for front, height 1, horizontal polarization (M_{F1h1H} through M_{F6h1H}) varying in separation distance from the receive antenna by the increments shown in Table 7.
- e) Change the polarization of the field probe and antenna to vertical, and repeat the above procedure for positions P_{F1h1V} through P_{F6h1V} , to obtain M_{F1h1V} through M_{F6h1V} .
- f) For all measurements, normalize the obtained data using Equation (23).
- g) Using Equation (21) or Equation (22) (see 7.3.1), calculate the S_{VSWR} for horizontal polarization. Using Equation (22), $S_{VSWR,dB}$ can be obtained by subtracting the minimum received signal, $M_{min,dB}$, from the maximum received signal, $M_{max,dB}$, after distance corrections have been applied [i.e. per 7.7 f)] for the six positions. Repeat the calculation for the readings obtained using vertical polarization.
- h) The S_{VSWR} for both polarizations shall fulfil the acceptance criteria of 7.3.2.
- i) Repeat the above procedure for the left and right positions of the test volume. Note that for this reciprocal S_{VSWR} procedure the probe may be adjusted to maintain a constant direction facing at the reference point of the transmit antenna. However, the transmit antenna shall remain facing toward the centre of the volume (not aimed at the side positions) in the same direction it will be facing during later EUT measurements.
- j) If required by 7.8, repeat the above procedure for the measurements at the centre position, and for any measurements required at the second height. When measurements are performed at the second height, the probe shall be at the same height as the transmit antenna.

7.8 S_{VSWR} conditional measurement position requirements

As indicated in Figure 23, Figure 24, and Table 7, additional measurement positions are required to be tested depending upon the size of the test volume. Figure 25 presents a flow chart specifying when these additional measurements are required.

When additional measurement positions are required, S_{VSWR} is to be determined at each test frequency from each group of six measurements independently for horizontal and vertical polarization, using the procedures of 7.6 or 7.7.



NOTE Measurements are not required to be performed in the sequence shown, and may proceed in any order such that all the required data is obtained.

Figure 25 – S_{VSWR} conditional measurement position requirements

7.9 S_{VSWR} site validation test report

Table 8 lists a summary of all of the possible required S_{VSWR} measurements and calculations (normalized), including the results from the required positions and the conditional positions of 7.8. The S_{VSWR} calculations and reporting requirements apply for each test frequency.

Table 8 – S_{VSWR} reporting requirements

Location	Height	Polarization	Type	S_{VSWR} dB
Front	h_1	Horizontal	Required	$= \text{Max} (M'_{F1h1H} \dots M'_{F6h1H}) - \text{Min} (M'_{F1h1H} \dots M'_{F6h1H})$
Front	h_1	Vertical	Required	$= \text{Max} (M'_{F1h1V} \dots M'_{F6h1V}) - \text{Min} (M'_{F1h1V} \dots M'_{F6h1V})$
Right	h_1	Horizontal	Required	$= \text{Max} (M'_{R1h1H} \dots M'_{R6h1H}) - \text{Min} (M'_{R1h1H} \dots M'_{R6h1H})$
Right	h_1	Vertical	Required	$= \text{Max} (M'_{R1h1V} \dots M'_{R6h1V}) - \text{Min} (M'_{R1h1V} \dots M'_{R6h1V})$
Left	h_1	Horizontal	Required	$= \text{Max} (M'_{L1h1H} \dots M'_{L6h1H}) - \text{Min} (M'_{L1h1H} \dots M'_{L6h1H})$
Left	h_1	Vertical	Required	$= \text{Max} (M'_{L1h1V} \dots M'_{L6h1V}) - \text{Min} (M'_{L1h1V} \dots M'_{L6h1V})$
Centre	h_1	Horizontal	Conditional	$= \text{Max} (M'_{C1h1H} \dots M'_{C6h1H}) - \text{Min} (M'_{C1h1H} \dots M'_{C6h1H})$
Centre	h_1	Vertical	Conditional	$= \text{Max} (M'_{C1h1V} \dots M'_{C6h1V}) - \text{Min} (M'_{C1h1V} \dots M'_{C6h1V})$
Front	h_2	Horizontal	Conditional	$= \text{Max} (M'_{F1h2H} \dots M'_{F6h2H}) - \text{Min} (M'_{F1h2H} \dots M'_{F6h2H})$
Front	h_2	Vertical	Conditional	$= \text{Max} (M'_{F1h2V} \dots M'_{F6h2V}) - \text{Min} (M'_{F1h2V} \dots M'_{F6h2V})$

7.10 Limitations of the S_{VSWR} site validation method

The measurement points chosen for 7.5 and contained in the preceding procedures are intended to provide an overall measure of the S_{VSWR} of the test site across the frequency range of 1 GHz to 18 GHz. Note however that the peak S_{VSWR} may not always be captured using the procedures of 7.6 or 7.7 at any specific frequency f . Therefore, statements about S_{VSWR} compliance based on measurements at any single frequency should be avoided.

However, the peak found by the above procedures within adjacent frequency octaves ($0,5f$ to $2f$) is typically representative of the worst case S_{VSWR} for all frequencies inclusive in the band.

In cases where more accuracy of the S_{VSWR} results is desired at a single frequency, the above method can be improved by measuring more than six locations along the lines shown in Figure 23 and Figure 24. The additional data collection points should be spaced unequally, and selected based on a distance translation of the source antenna (or field probe with the reciprocal S_{VSWR} method) using quarter-wavelength steps at the frequency of interest.

7.11 Alternative test sites

Any test site that achieves free-space conditions is a possible alternative test site.

8 Common mode absorption devices

8.1 General

Common mode absorption devices (CMADs) are applied on cables leaving the test volume during a radiated disturbance measurement. CMADs are used in radiated disturbance measurements to reduce variations in the measurement results between different test sites, due to possible differing values of common mode impedance and symmetry at the point where cables leave the test site (e.g. turntable centre). The basic characteristics of CMADs can be expressed in terms of S -parameters. Derived performance quantities, such as insertion loss or reflection coefficient, can be determined from these S -parameters. This clause specifies measurement methods for the verification of the S -parameters of a CMAD.

8.2 CMAD S -parameter measurements

S -parameters measured in a test jig, as described in 8.3, are used to characterize the properties of a CMAD. The values of the complex S -parameters are evaluated at the reference planes indicated in Figure 26. The reference method for the measurement of S -parameters with the highest possible accuracy uses a vector network analyzer (VNA) and the TRL calibration method, as described in 8.4

8.3 CMAD test jig

A test jig used for measuring the S -parameters of a CMAD under test shall have a cylindrical metal rod above a metal ground plane, as shown in Figure 26. The metal rod between the vertical flanges of the test jig consists of three sections: one section forming a transmission line in the jig between the two reference planes, and two adaptor sections between the reference planes and the adaptor ports.

The effects on CMAD measurement results from the adaptor sections and the adaptor ports can be eliminated by using the TRL calibration method described in 8.4, providing a low uncertainty for the final measurements. Any type of adaptor may be used for the measurements of 8.4. Examples of adaptors are shown in Figures 29 to 31 (see 8.6).

The diameter d of the cylindrical rod shall be 4 mm. The height above the ground plane, h , is defined by the dimensions of the CMAD; typical values are 30 mm, 65 mm, and 90 mm. The measurement shall be performed at the height defined by the construction of the CMAD. The distance between the reference plane and the vertical flange of the jig (adaptor section), L_A , shall be at least $2h$ (see Figure 26). The distances between the reference planes and the CMAD ends, D_A and D_B , should be as small as possible, but not larger than h . The metal ground plane of the test jig shall be greater than $(L_{\text{jig}} + 4h)$ in length, and greater than $4h$ in width.

The characteristic impedance, Z_{ref} , is given by the internal diameter of the line, d (defined to be 4 mm), and by the height of the centre of the rod above the ground plane, h :

$$Z_{\text{ref}} = \frac{Z_0}{2\pi} \cosh^{-1}\left(\frac{2h}{d}\right) \text{ in } \Omega \quad (24)$$

where

Z_0 is the free-space impedance (i.e. 120π) in Ω ;
 d is the test conductor diameter, defined to be 4 mm;
 h is the height of the centre of the test conductor above the ground plane.

EXAMPLE Typical values of Z_{ref} for various heights h are:

$h = 30 \text{ mm}$	$\rightarrow$	$Z_{\text{ref}} = 204 \Omega$
$h = 65 \text{ mm}$	$\rightarrow$	$Z_{\text{ref}} = 248 \Omega$
$h = 90 \text{ mm}$	$\rightarrow$	$Z_{\text{ref}} = 270 \Omega$

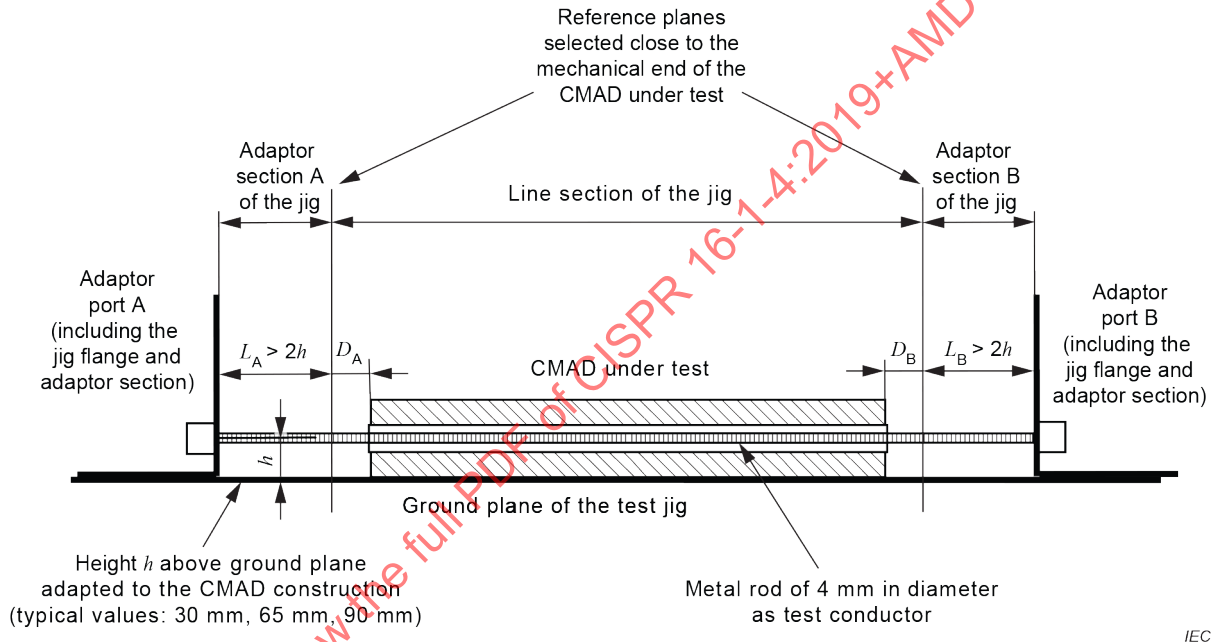


Figure 26 – Definition of the reference planes inside the test jig

8.4 Measurement method using the TRL calibration

The through-reflect-line (TRL) calibration method is recommended for measuring the S -parameters of CMADs. Use of this calibration procedure allows selection of the reference plane inside the test jig such that it is in close proximity to the location where the CMAD under test will be placed, thus distances D_A and D_B can be minimized (see Figure 26). The calibration requires a metal rod (termed “line”) with the same diameter and height as the transmission line section of the jig. The characteristic impedance and length of the line section shall be known exactly, and are introduced into the calibration data used by the firmware of the VNA, or by external correction calculations.

The length of the line section used for a TRL calibration process determines the frequency range in which the TRL calibration can be performed. This frequency limitation results from the mathematical procedure used in the TRL calibration method, where at some frequencies a divide-by-zero (or very small values) condition is possible and shall be avoided.

If the length of the “line” reference is L , the frequency range shall be limited to between low and high frequencies f_L and f_H as follows:

$$f_L = 0,05 \frac{c}{L} \quad (25)$$

$$f_H = 0,45 \frac{c}{L} \quad (26)$$

where c is 3×10^8 m/s. A “line” length of 0,6 m is appropriate for calibration in the frequency range 30 MHz to 200 MHz. If the measurement has to be extended to higher frequencies, a second “line” calibration is necessary. A second calibration with a “line” length of 0,12 m would be appropriate for the frequency range 150 MHz to 1 000 MHz.

Four calibration configurations are necessary for the TRL calibration method, as follows.

- “reflect” (port A): Measuring the complex value S_{11} of the adaptor section and adaptor without any other connection (simulating an open-circuit condition) [Figure 27a];
- “reflect” (port B): Measuring the complex value S_{22} of the adaptor section and adaptor without any other connection (simulating an open-circuit condition) [Figure 27b];
- “through”: Measuring the complex values S_{11} , S_{12} , S_{21} , S_{22} with the two adaptor sections directly connected together (without the line section in between) [Figure 27c];
- “line”: Measuring the complex values S_{11} , S_{12} , S_{21} , S_{22} with the line section introduced [Figure 27d]

These calibration measurements yield 10 complex numbers for each frequency point. If the VNA includes a firmware for TRL calibration, it will use these reference measurements to calculate the proper corrections for the TRL measurement. If the VNA does not support the TRL calibration, the necessary corrections may be made independent of the VNA according to the procedure described in CISPR TR 16-3.

The properties of the adaptor sections and adaptor ports outside of the calibration planes do not need to be known for the TRL calibration; rather, these are measured in the calibration procedure and are compensated correctly by the TRL calibration. Different types of adaptors may be used. It is recommended to use the same type of adaptors and the same length of the adaptor section on both ends of the test jig. It is also recommended that the two adaptor sections are the same length, i.e. $L_A = L_B$.

After calibration, the CMAD under test is introduced into the line section of the test jig. The adaptor sections and adaptors shall be exactly the same as used for the calibration. The length of the metal rod can be different from the length of the “line” used for the calibration, but the diameter (4 mm) and the height above the ground plane shall be the same as used for the calibration. The metal rod inside the CMAD should be positioned as accurately as possible in the centre of the CMAD opening. The length of the metal rod can be selected such that the reference plane corresponds with the physical ends of the CMAD (i.e. D_A as small as possible). Typical CMADs have a length of 0,6 m. In this case, the 4 mm line section can be used for calibration covering the frequency range of 30 MHz to 200 MHz, as well as for the measurement of the CMAD (also including the frequency range above 200 MHz, calibrated by a shorter line section). The measurement results for a CMAD under test using the VNA measurement corrected by the TRL calibration is a set of the four S -parameters referenced to the characteristic impedance of the transmission line section (empty jig), $Z_{0,jig}$.



Figure 27a – Configuration for the calibration measurement “reflect port A”



Figure 27b – Configuration for the calibration measurement “reflect port B”

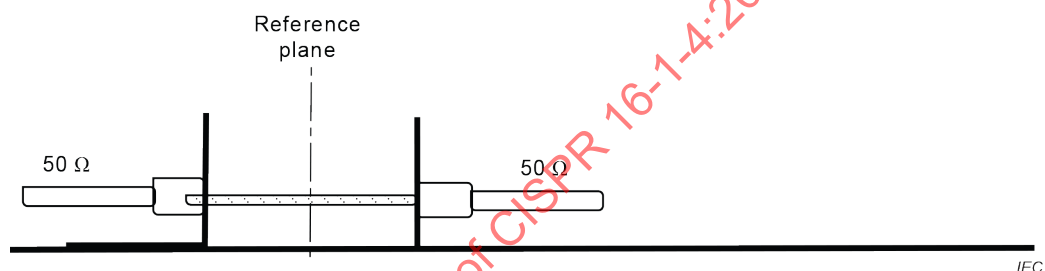


Figure 27c – Configuration for the calibration measurement “through”

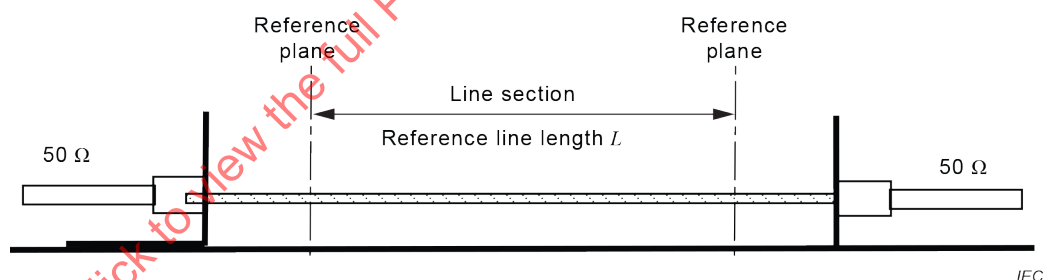


Figure 27d – Configuration for the calibration measurement “line”

NOTE The length L of the reference line for the calibration need not to be the same as the length used for the measurement of the CMAD. The length of the reference line for the calibration procedure is selected according to the frequency range needed.

Figure 27 – The four configurations for the TRL calibration

8.5 Specification of ferrite clamp-type CMAD

Ferrite clamp-type CMADs are used during radiated disturbance measurements below 1 GHz for the purpose of reducing compliance uncertainty. The characteristics of a CMAD are measured according to provisions of 8.1 to 8.3, and referenced to the characteristic impedance of the empty jig, $Z_{0,jig}$.

A comparison of available ferrite clamp-type CMADs has shown that a magnitude of S_{21} less than 0,25 is required to provide sufficient decoupling. These values can be achieved with CMADs having a magnitude of S_{11} as shown in Figure 28.

Ferrite clamp CMADs shall meet the following specifications.

- a) the magnitude of S_{21} shall be less than 0,25 in the frequency range 30 MHz to 200 MHz;
- b) the magnitude of S_{11} shall be within the following limit range in the frequency range 30 MHz to 200 MHz:
 - upper limit 0,75 at 30 MHz, and 0,55 at 200 MHz (decreasing linearly with the logarithm of the frequency);
 - lower limit 0,6 at 30 MHz, and 0,4 at 200 MHz (decreasing linearly with the logarithm of the frequency).

A specification in the frequency range from 200 MHz to 1 000 MHz is not required, because radiated disturbance measurements are not seriously affected by cable termination conditions at these frequencies.

A rationale for using S -parameters for the specification of ferrite-type CMADs is provided in CISPR TR 16-3.

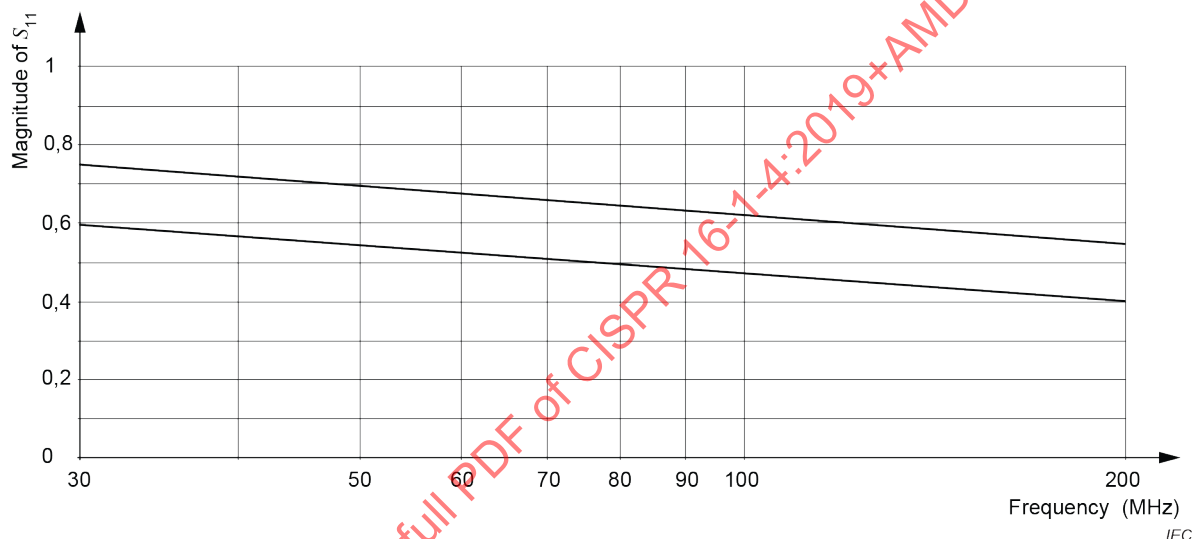


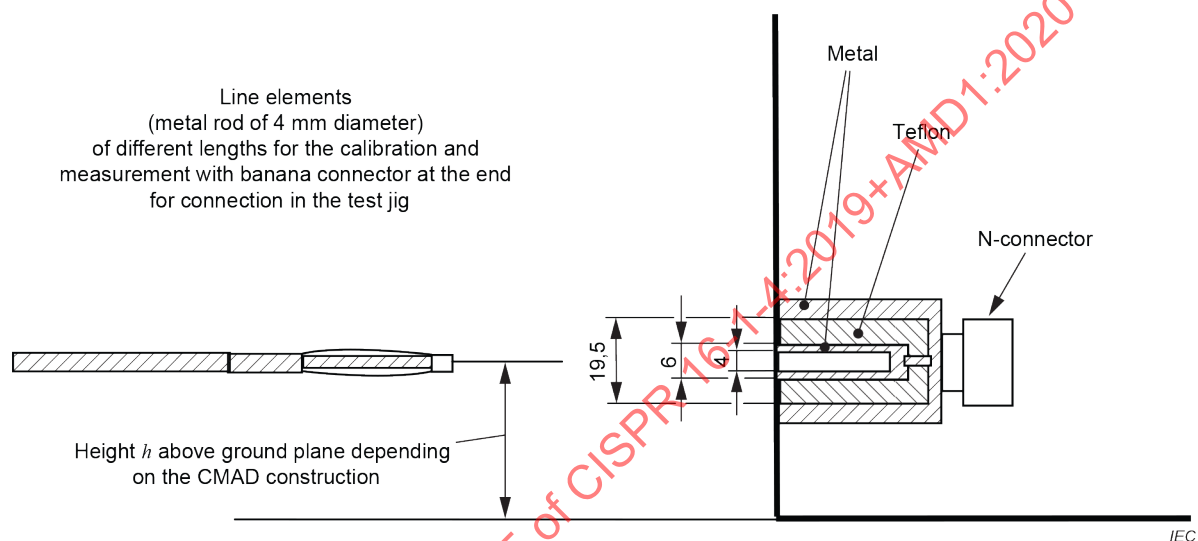
**Figure 28 – Limits for the magnitude of S_{11} ,
measured according to the provisions of 8.1 to 8.3**

8.6 CMAD performance (degradation) check using spectrum analyzer and tracking generator

The complex S -parameters of a CMAD cannot be measured without using a VNA. However, VNA instruments may not be available in all EMC test laboratories. For laboratories that do not have access to VNA instruments, a simpler method to check the functioning of a CMAD is defined in this subclause, using a spectrum analyzer with tracking generator. This instrumentation set-up measures only the magnitude of the insertion loss, but this measured value will not be directly related to the S -parameters measured at the reference planes shown in Figure 26. Nonetheless, an EMC laboratory can periodically repeat the same insertion loss measurement with their in-house test set-up, using the exact same conditions (impedance and geometry of the test set-up), then record and compare the history of the results to decide whether the CMAD is still in acceptable condition. This approach permits degradation of CMAD performance to be detected. If some degradation becomes apparent, a reference measurement shall be performed using a VNA with the TRL calibration method of 8.4.

Any adaptor construction (Figures 26 and 27, Figures 29 to 31) can be used for this performance/degradation check. To avoid resonance effects in cables between test jig and measurement instrument, it is necessary to include two 10 dB attenuators close to the test jig connection during this performance check.

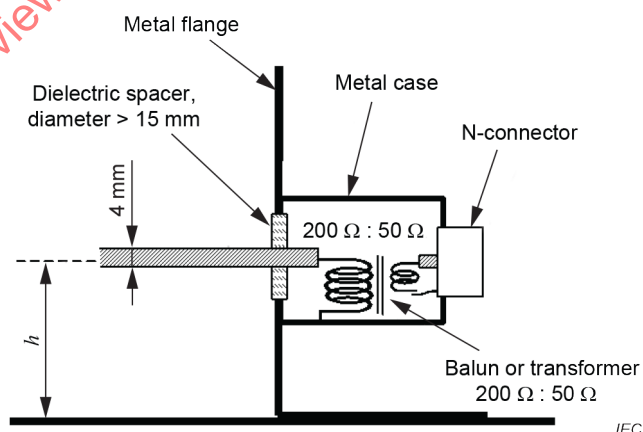
- a) When $50\ \Omega$ adaptors are used (Figure 29), the insertion loss measurement for the performance/degradation check is the difference in dB between attenuation measurements for the following two configurations:
- 1) configuration 1: direct connection of the two attenuators without the test jig;
 - 2) configuration 2: the two attenuators connected to the test jig with the CMAD included.
- b) If matching adaptors (Figure 30 or Figure 31) are used, the insertion loss measurement for the degradation check is the difference between the attenuation measured for the following two configurations:
- 1) configuration 1: the two attenuators connected to the test jig without the CMAD (empty jig);
 - 2) configuration 2: the two attenuators connected to the test jig with the CMAD included.



Dimensions in mm

NOTE The bottom sides of the vertical flange are electrically bonded to the metallic ground plane.

Figure 29 – Example of a $50\ \Omega$ adaptor construction in the vertical flange of the jig



NOTE If the centre tap of the balanced port is connected to the balun case, it should be disconnected.

Figure 30 – Example of a matching adaptor with balun or transformer

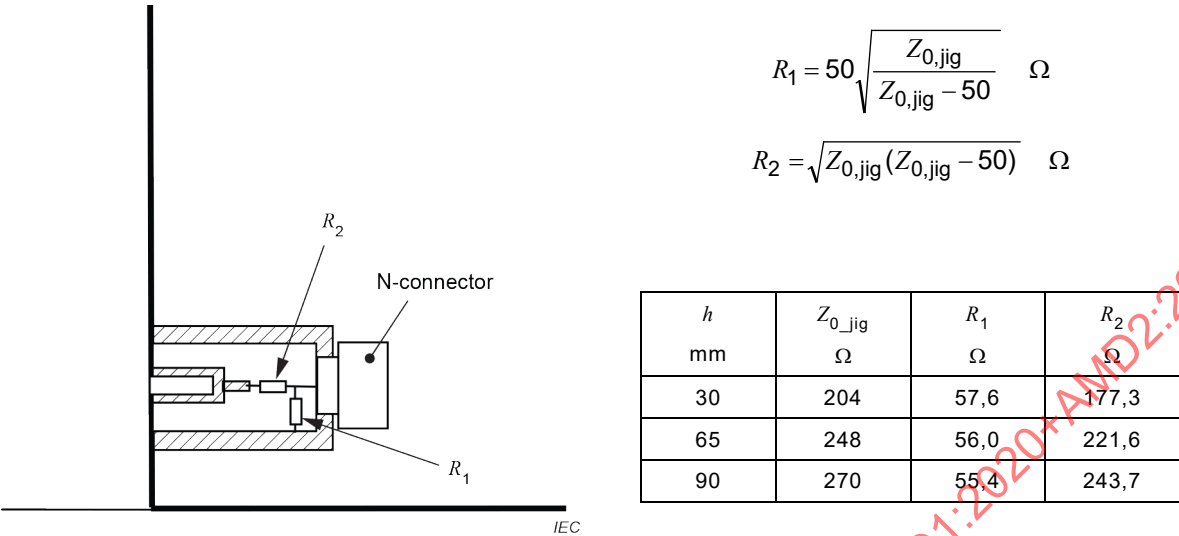


Figure 31 – Example of a matching adaptor with resistive matching network

9 Reverberating chamber for total radiated power measurement

Radiated disturbance measurements may be performed in reverberation chambers using the methods specified in IEC 61000-4-21.

10 TEM waveguides for radiated disturbance measurements

Radiated disturbance measurements may be performed in TEM waveguides using the methods specified in IEC 61000-4-20.

Annex A (normative)

Parameters of antennas

A.1 General

Various CISPR publications specify particular antennas to be used in making measurements, other types of antennas can be used provided the results are equivalent to those obtained with the specified antenna. The comparison of these antennas to the specified antennas is supported by specifying appropriate parameters. These parameters shall be specified as part of any CISPR acceptance of a new antenna type. Antenna manufacturers shall also use this information as guidance in specifying the most useful aspects of antennas used for radiated disturbance measurements.

Manufacturers are requested to supply generic information on each antenna model, including the following parameters:

- free-space antenna factor in a 50 Ω system;
- return loss or VSWR;
- radiation patterns, at sufficient frequency increments to indicate significant changes (including beamwidth information);
- frequency-dependent measurement uncertainty values for both horizontal and vertical polarizations, to account for deviation from the free-space antenna factor caused by mutual coupling to a ground plane when the antenna is scanned in height between 1 m and 4 m;
- balun DM/CM conversion, especially for biconical and hybrid antennas; and
- XPR, especially for LPDA and hybrid antennas.

A.2 Preferred antennas

A.2.1 General

If there is an alleged non-compliance to an electric field strength limit, the value measured by a low-uncertainty antenna is preferred. A low-uncertainty antenna is one for which the field strength with a CISPR test set-up can be measured with a lower uncertainty than is required for other antennas, and that meets the field strength accuracy criterion of 4.1. Low-uncertainty antennas are described in A.2.3.

A.2.2 Calculable antenna

A calculable standard dipole antenna achieves the lowest uncertainty for electric field strength measurements. The antenna factor of a calculable dipole can be calculated for free-space and at any height and polarization above a well-defined ground plane. The principles of the calculable standard dipole are described in CISPR 16-1-5, where only the resonant dipole conditions are described. However, using widely available numerical electromagnetic modelling, the antenna factor for a single dipole length can be calculated over a broad frequency band with uncertainties less than $\pm 0,3$ dB. For example, for a measurement at 30 MHz, a dipole that is resonant at 80 MHz can be used. The model-derived antenna factor principle can also be extended to multi-wire antennas, which cover an even broader bandwidth.

A.2.3 Low-uncertainty antennas

Low-uncertainty antennas are biconical and LPDA antennas whose basic parameters and characteristics are described in this subclause. These are broadband and have reasonable

sensitivity, i.e. their antenna factors are not too high. Calculable dipoles can be used, and potentially have the lowest uncertainty. The XPR shall meet requirements in 4.5.5, and any balun shall meet the requirements indicated in 4.5.4. The antenna factor shall be determined by a calibration laboratory that provides traceability to national standards, and is selected to minimize the uncertainty of antenna factor determination.

Acceptable types of low-uncertainty antennas are biconical antennas used over the frequency range 30 MHz to 250 MHz, and LPDA antennas over the range 250 MHz to 1 GHz. The reasons for this cross-over frequency are: an LPDA antenna has a phase centre error due to its length, which is reduced by starting at 250 MHz; and, most biconical antennas are affected by a resonance above 290 MHz and exhibit radiation pattern distortion above 260 MHz, unless open-structure elements (portable or collapsible) are used. The actual cross-over frequency between biconical and LPDA antennas can be between 200 MHz and 250 MHz, with a slight increase in phase centre uncertainties associated with LPDA antennas below 250 MHz; see A.4.2 of CISPR 16-1-6:2014. Hybrid antennas, which cover the entire frequency band 30 MHz to 1 000 MHz, are not a preferred type because the uncertainties are higher than with separate biconical and LPDA antennas mainly due to the greater length of a hybrid antenna, especially when used at a distance of 3 m from the source (as opposed to instead of the 10 m standard distance).

The low-uncertainty biconical antenna has an element tip-to-tip length of approximately $1,35 \text{ m} \pm 0,03 \text{ m}$ (depending on balun width), six wire elements emanating in a cone shape, with a broadest diameter of approximately 0,52 m. The balun shall be a 200 Ω design (200 Ω to 50 Ω transformer ratio), which ensures better sensitivity at 30 MHz, and lower mutual coupling with the environment.

NOTE The low-uncertainty biconical antenna is based on the original shown in MIL-STD-461A [7], designed to operate from 20 MHz to 200 MHz. Collapsible-element versions of biconical antennas give better performance than the closed “cage” element versions above 250 MHz.

The low-uncertainty LPDA is designed to have a lowest frequency of 200 MHz (i.e. the longest element is resonant at 200 MHz, approximately 0,75 m) and with length of $0,75 \text{ m} \pm 0,12 \text{ m}$ between the longest and shortest elements (the latter being resonant above 1 GHz). The reason for not having the longest element at 250 MHz is that it is not bounded by other array elements thus the radiation pattern is distorted. The antenna length of 0,75 m distinguishes it from other LPDA designs of twice the length that achieve a higher gain but will have a greater phase centre error, and LPDAs of less than 0,6 m in length that are not likely to have an antenna factor that increases smoothly and monotonically with frequency (with any sharp rises in antenna factor deviating by no more than 1,5 dB from a regression line across the whole frequency range). Phase centre errors with LPDAs can be minimized by applying a correction to the measured field strength taking the antenna-to-EUT distance into account; see 7.3.1 of CISPR 16-2-3:2016.

A.3 Simple dipole antennas

A.3.1 General

If a laboratory is not able to get an antenna calibrated, an alternative is to use a dipole antenna, either in the form of a calculable dipole or a tuned dipole. A tuned dipole is relatively simple to construct and gives a low uncertainty for field strength measurement comparable to the antennas described in A.2. The antenna factors of a tuned dipole shall be verified either by a laboratory that provides traceability to national standards and tries to minimize the uncertainty of antenna factor determination, or by measuring the site insertion loss between a pair of similar dipoles above a ground plane (that conforms to Annex D) and comparing it with the calculated coupling, allowing for the loss of the baluns (see Annex C of CISPR 16-1-5). A drawback of the tuned dipole is its long length at the lower end of the frequency range, for example it is 4,8 m long at 30 MHz, which at a measurement distance of 3 m will result in errors caused by amplitude and phase gradients. Also, a dipole is most sensitive to its surroundings when it is tuned, so that the mutual impedance with its image in the ground plane can change the antenna factor by up to 6 dB for a horizontally polarized 30 MHz dipole

scanned in height from 1 m to 4 m above a ground plane. For this reason, a shortened dipole tuned to 80 MHz is recommended for use below 80 MHz.

A.3.2 Tuned dipole

A practical and simple design of a tuned dipole comprises a half-wavelength-resonant dipole with a series-parallel coaxial stub balun. The tip-to-tip dipole lengths are approximately 0,48 wavelength, depending on the radius of the dipole element. Free-space antenna factors can be computed from the following equation, which gives the factor in decibels. This does not include the balun loss, for which an averaged value of 0,5 dB can be added to the antenna factor, and this loss factor shall be verified. The antenna factor is:

$$F_a = 20 \lg(f_M) - 31,4$$

where F_a is the AF in dB(m⁻¹), and f_M is the frequency in MHz.

Because the tuned dipole is more sensitive to its surroundings than a broadband antenna (except at its resonant frequency, excluding LPDAs) it is unlikely that the overall uncertainty in the use of a tuned dipole will be less than that of the low-uncertainty antennas of 4.5.2.

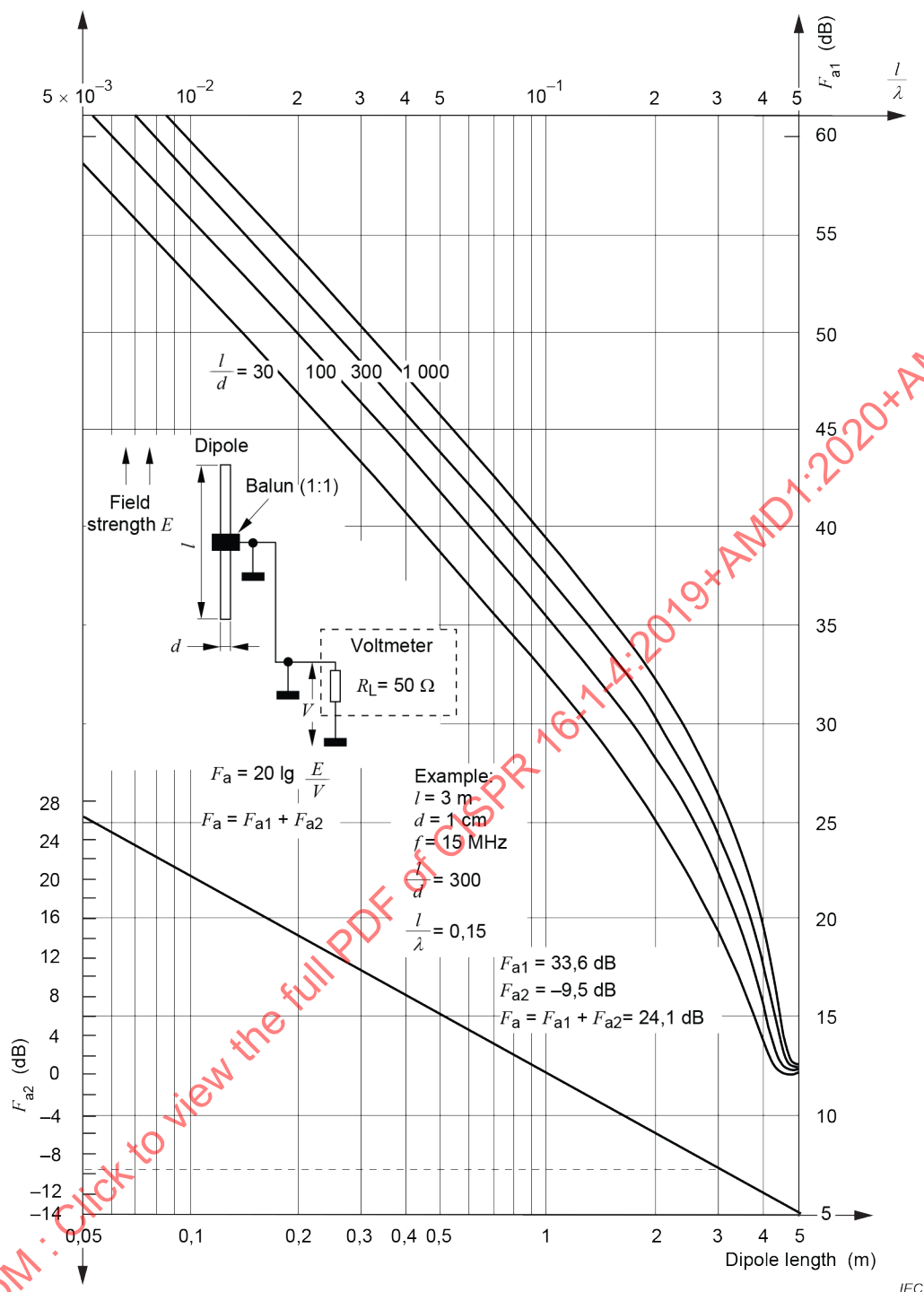
A.3.3 Shortened dipole

A dipole shorter than one half-wavelength may be used provided:

- a) the total length is greater than 1/10-wavelength at the frequency of measurement;
- b) it is connected to a cable sufficiently well matched at the receiver end, to ensure a return loss at the cable input of greater than 10 dB. The calibration shall take account of the return loss;
- c) it has a polarization discrimination equivalent to that of a tuned dipole (see 4.5.3). To obtain this, a balun is needed that fulfils the balun imbalance test in 4.5.4.
- d) for determination of the measured field strength, a calibration curve (antenna factor) is determined and used for the measuring distance (i.e. at a distance of at least three times the length of the dipole);

NOTE Antenna factors thus obtained should make it possible to fulfil the requirement of measuring uniform sine-wave fields with an accuracy not worse than ± 3 dB. Examples of calibration curves are given in Figure A.1, which shows the theoretical relation between field strength and receiver input voltage for a receiver with input impedance of 50 Ω , and for various l/d ratios. In this figure, the balun is considered as an ideal 1:1 transformer. However, these curves do not account for the losses of the balun, the cable, and any mismatch between the cable and the receiver.

- e) in spite of the sensitivity loss of a field-strength meter due to a high antenna factor attributed to the shortened length of the dipole, the measuring limit of a field-strength meter (determined for example by the receiver noise level and the AF of the dipole) shall remain at least 10 dB below the disturbance limit.



NOTE See NOTE in A.3.3 item d).

Figure A.1 – Short dipole antenna factors for $R_L = 50 \Omega$

A.4 Broadband antenna parameters

A.4.1 General

Broadband antennas used for CISPR measurements are those antennas that are linearly polarized and are intended for use over a wide frequency range. This does not prevent the use of antennas with limited length adjustment or the addition of antenna element sections. The input impedance of such antennas typically is a complex quantity. Other parameters that can be specified are described below.

A.4.2 Antenna type

A.4.2.1 General

Subclauses A.4.2.2 to A.4.2.7 describe the physical parameters of broadband antennas that should be provided. Note that some parameters may not apply to every antenna.

A.4.2.2 Antenna style of fixed or variable length or diameter

If the antenna has a variable length, specify the number of sections that are added or subtracted to change the basic fixed length.

NOTE Fully-tunable antennas are not considered to be broadband and hence are not considered in A.4. Also, the diameter of a loop antenna generally is not variable.

A.4.2.3 Depth to width ratio or loop diameter

Provide dimension in metres. For an LPDA, for example, the length of the boom along the measurement axis and the width of the largest element would be provided.

A.4.2.4 Active or passive antenna

A broadband antenna is considered an active antenna if it contains amplifiers, preamplifiers, and other non-linear active devices that amplify the signal or shape the frequency response or both.

A.4.2.5 Mounting arrangement

Provide any special mounting requirements beyond those that can be accommodated by a typical tripod or antenna positioner.

A.4.2.6 Connector type

Specify BNC, N, SMA, etc. as appropriate. Specify the pin depth tolerance, and state that it should be verified with a pin-depth gauge.

A.4.2.7 Balun type

Specify if the balun is discrete, distributed, tunable, etc. Specify the balun transformer ratio.

A.4.3 Specification of the antenna

A.4.3.1 Frequency range

Specify the frequency range in megahertz or kilohertz where the antenna operates within its characteristics. If there is a defined fall-off characteristic in decibels per octave at either end of the range, so specify.

A.4.3.2 Gain and antenna factor

A.4.3.2.1 Gain

Specify typical or actual gain in decibels relative to an isotropic radiator (dBi).

A.4.3.2.2 Antenna factor

Specify the individual AF in dB(m⁻¹). See CISPR 16-1-6 for antenna calibration procedures.

A.4.3.3 Directivity and radiation pattern for linear polarization

Specify antenna pattern and directivity in degrees with a polar plot for both the E-plane and H-plane at a sufficient number of frequencies that show any significant changes with frequency. For antennas with relatively low directivity (e.g. less than 6 dBi), specify the front-to-back ratio in decibels. If omnidirectional, for example having a Hertzian dipole pattern, this shall be stated.

A.4.3.4 VSWR and impedance

Indicate the minimum return loss and nominal input impedance in ohms. Additionally, the minimum return loss can be expressed as maximum VSWR.

A.4.3.5 Active antenna performance

For antennas with active amplified gain, specify the intermodulation product levels, the electric and magnetic field strength immunity level from outside disturbances, and any appropriate check(s) to determine overload or improper operation.

A.4.3.6 Power handling

For immunity testing transmit use, specify maximum and transient power handling capability, in watts.

A.4.3.7 Other conditions

Specify the temperature and humidity range in which the antenna is operated, and any precautions if used in an unprotected area exposed to the weather.

A.4.4 Antenna calibration

Methods of antenna calibration are given in CISPR 16-1-6.

A.4.5 Antenna user information

A.4.5.1 Antenna use

Provide a description of the use of the antenna. Ensure that any special precautions or limitations are cited to reduce the chance of misuse.

A.4.5.2 Physical limitations

Indicate if there are any physical limitations in using the antenna such as the following:

- a) minimum height above the ground plane;
- b) preferred polarization with respect to the ground plane;
- c) special use, i.e. use as a receive antenna or a transmit antenna only. Normally, this is limited to the power-handling capability of the balun for passive antennas, or the non-bidirectional characteristics for active antennas. State if power handling is limited by arcing across non-welded antenna element connections;
- d) simple ohmic check to determine continuity integrity of the antenna;
- e) minimum separation of the closest antenna element to the EUT being measured.

Annex B
(XXX)

(Void)

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of CISPR 16-1-4:2019+AMD1:2020+AMD2:2023 CSV

Annex C (normative)

Large-loop antenna system for magnetic field induced-current measurements in the frequency range of 9 kHz to 30 MHz

C.1 General

This annex sets forth information and data concerning measurement of current induced in a large-loop antenna system (LLAS) by the magnetic field emitted by a single EUT, positioned in the centre of the LLAS, in the frequency range of 9 kHz to 30 MHz. Subclause 4.7 of this document, and CISPR 16-2-3, refer to use of this LLAS; see also [9].

A description of the LLAS is given in this annex, as well as the method for validation of the individual loop antennas comprising the LLAS. Conversion factors are given to relate magnetic field induced-current data to magnetic field data that would have been obtained if the same EUT was measured using a single-loop magnetic field antenna positioned at a specified distance from that EUT.

C.2 Construction of an LLAS

The LLAS (see Figure C.1) consists of three mutually perpendicular large-loop antennas, which are described in Clause C.3. The entire LLAS is supported by a non-metallic base.

A 50 Ω coaxial cable between the current probe of each LLA and the coaxial switch, and between this switch and the measuring equipment, shall have surface transfer impedance less than 10 m Ω /m at 100 kHz, and less than 1 m Ω /m at 10 MHz. This requirement is met when using, for example, double-braided shield RG-223/U coaxial cable.

All connectors shall have surface transfer impedance comparable with that of the coaxial cable. This requirement is met, for example, when using good quality BNC collet-lock type connectors (see [1]).

All cables shall be equipped with ferrite absorbers (labelled F in Figure C.1), providing a common-mode series resistance of $R_s > 100 \Omega$ at 10 MHz. This requirement is met when constructing the ferrite absorber from, for example, twelve rings (toroids) of type 3E1 from Ferroxcube (minimum size: 29 mm outer diameter by 19 mm inner diameter by 7,5 mm height).

C.3 Construction of a large-loop antenna (LLA)

Each LLA of the LLAS is constructed from coaxial cable having surface transfer impedance as specified in C.2. In addition, the resistance of the inner conductor of each LLA shall be sufficiently low (see NOTE 1). Both requirements are met, for example, when using double-braided shield RG-223/U coaxial cable.

To keep each LLA in its circular shape, and to protect the slit construction, as in the example of Figure C.2, the cable is inserted in a thin-walled non-metallic tube, with inner diameter of approximately 25 mm. Other non-metallic constructions serving the same purposes may be used.

The standard diameter of each LLA is defined as $D = 2$ m (i.e. the reference diameter). If necessary, e.g. in the case of a large EUT, D may be increased. However, in the frequency range up to 30 MHz, the maximum diameter allowed is 4 m. Further increase of the diameter can result in non-reproducible resonances of the LLAS response at the high-frequency end of

the measuring range. The validation method specified in C.4 applies for LLAS loops with diameters of 2 m, 3 m, or 4 m.

Note that by increasing the diameter, the LLA sensitivity to ambient noise increases proportionally to the diameter, and its sensitivity to wanted signals is inversely proportional to the diameter-squared.

Each LLA contains two opposite slits, positioned symmetrically with respect to the current probe of each LLA (see Figure C.2). Such a slit, made in the outer conductor of the coaxial antenna cable as shown in Figure C.3, shall have a width of less than 7 mm. The slit is bridged by two parallel sets of 100 Ω resistors in series. The centre of each series circuit is connected to the inner conductor of the coaxial antenna cable.

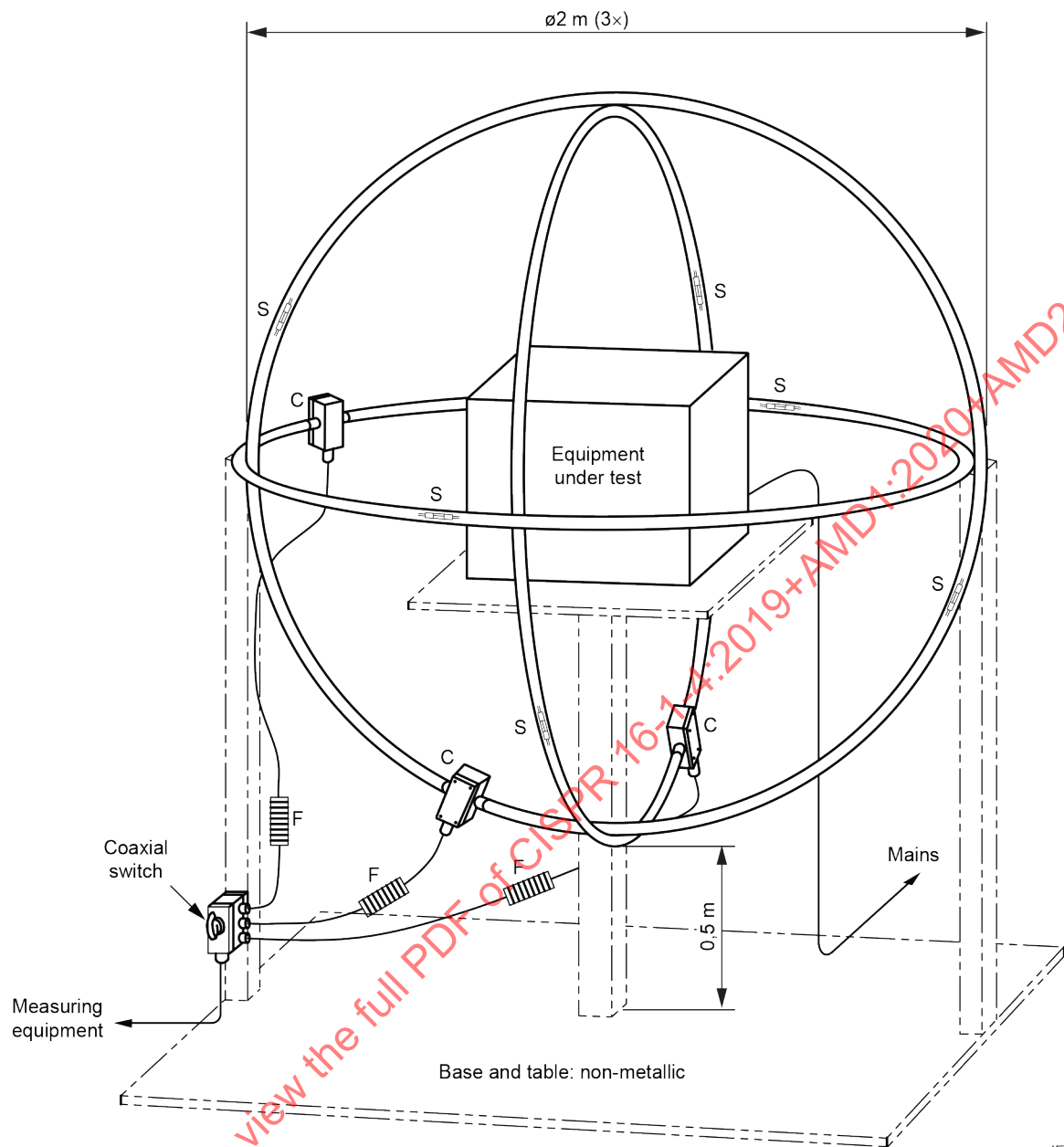
At each side of the slit, the outer conductor of the coaxial antenna cable may be bonded to a strap of printed circuit board material with two copper rectangles, separated by at least 5 mm, to obtain a rigid slit construction (see Figure C.4).

The current probe around the inner conductor of the LLA coaxial cable shall have a sensitivity of 1 V/A over the frequency range of 9 kHz to 30 MHz. The insertion impedance of the current probe should be sufficiently low (see NOTE).

NOTE To obtain a flat frequency response for each LLA at the lower end of the 9 kHz to 30 MHz frequency range, the resistive part of the insertion impedance, R_c , of the current probe is designed to be much smaller than $2\pi f L_c$ at $f = 9$ kHz, where L_c represents the inductance of the current probe. In addition, $R_c + R_i$ is to be less than or equal to $X_i/10 = (2\pi f L)/10$ at 9 kHz, where R_i is the resistance of the inner conductor of the loop and L is the loop inductance. This inductance is about 1,5 $\mu\text{H}/\text{m}$ along the circumference; thus, for each standard LLA whose diameter is 2 m, $X_i \approx 0,5 \Omega$ at $f = 9$ kHz.

The outer conductor of the LLA cable shall be bonded to the metal box containing the current probe (see Figure C.5). The maximum dimensions of this box are: 80 mm width, 120 mm length, and 80 mm height.

To avoid unwanted capacitive coupling between the EUT and the LLAS, the distance between the EUT and components of the LLAS shall be at least 0,10 times the loop diameter. Particular attention should be paid to the leads of an EUT. Cables shall be routed together and leave the test volume in the same octant of the LLAS, no closer than 0,4 m to any of the LLAS loops (see Figure C.6).



IEC

Components

- S antenna slit
- C current probe
- F ferrite absorber

Figure C.1 – The LLAS, consisting of three mutually perpendicular large-loop antennas

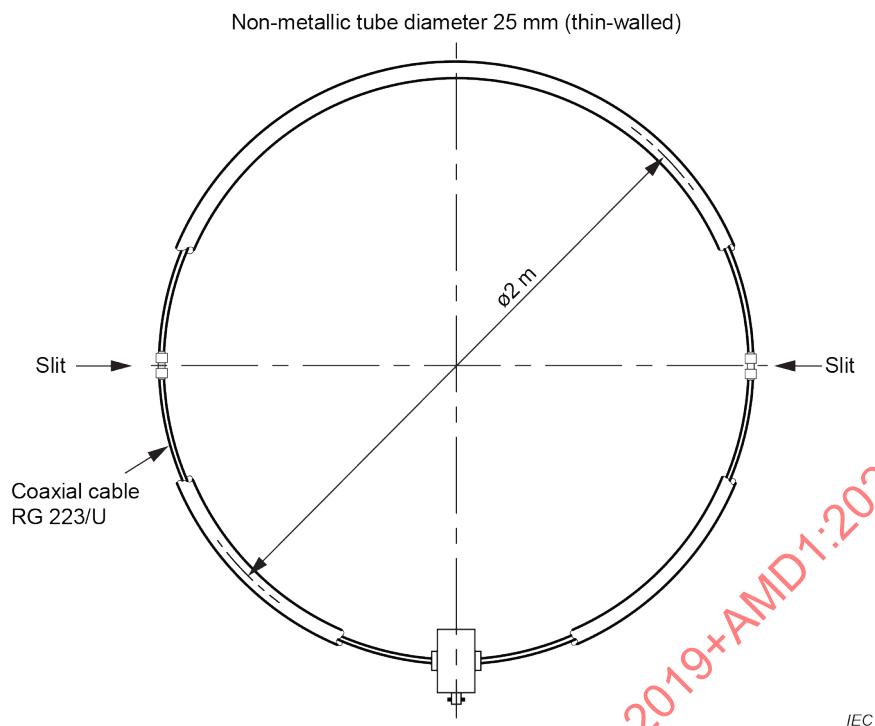


Figure C.2 – An LLA containing two opposite slits, positioned symmetrically with respect to the current probe C

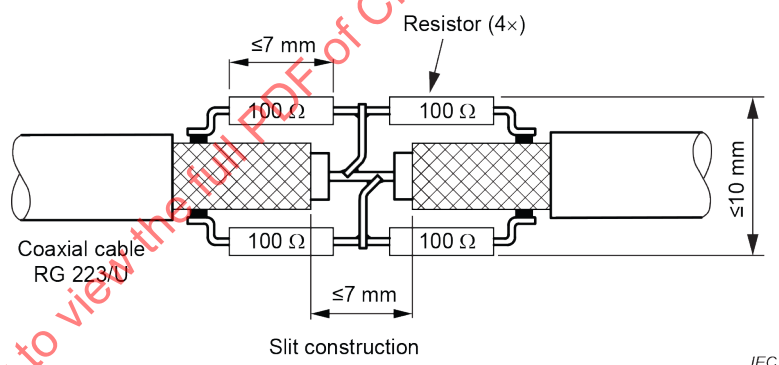


Figure C.3 – Construction of an LLA slit

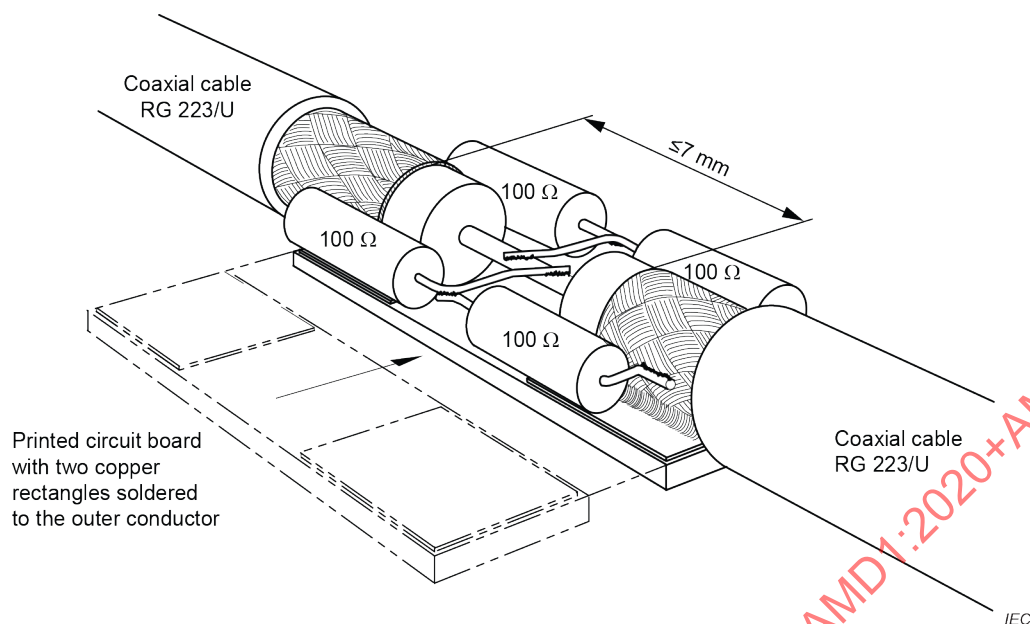


Figure C.4 – Example of an LLA slit construction using a strap of printed circuit board to obtain a rigid construction

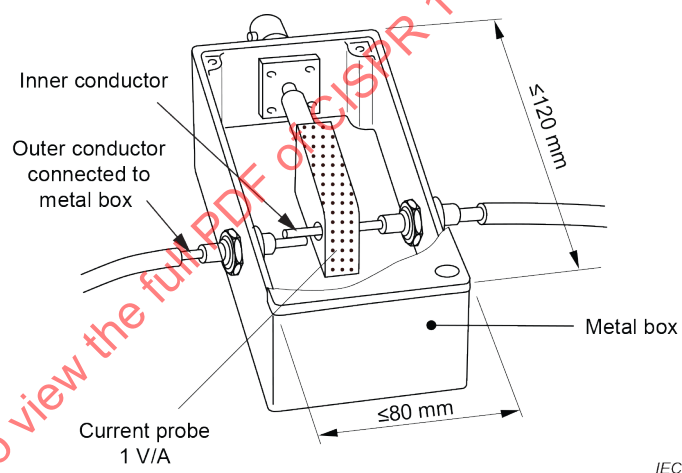


Figure C.5 – Construction of the metal box containing the current probe

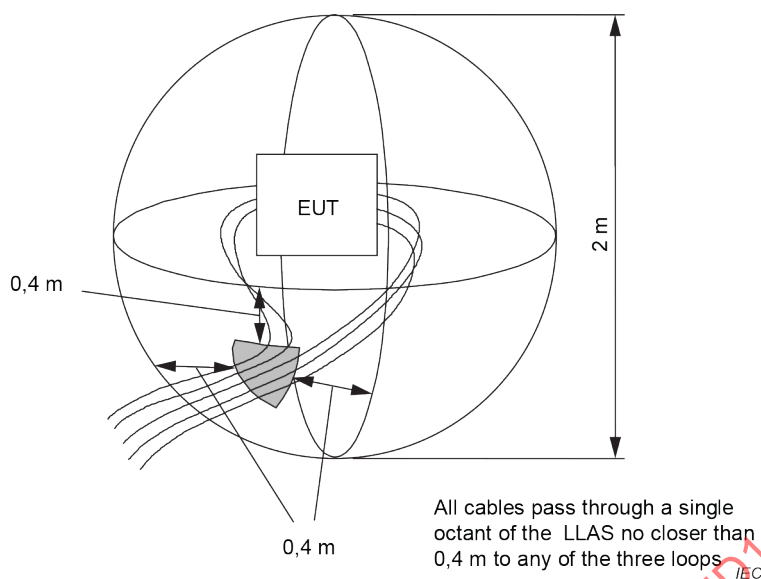


Figure C.6 – Example showing the routing of several cables from an EUT to minimize capacitive coupling from the leads to the LLAS

C.4 Validation of an LLAS

The validation of the LLAS shall be carried out by measuring the current induced in each of the three LLAs by means of the LLAS verification dipole connected to a 50 Ω RF generator, as described in C.5. The magnetic field emitted by the dipole allows verification of the magnetic field sensitivity of the LLAS. The electric field emitted by the LLAS verification dipole is intended to verify that the electric field sensitivity of the LLAS is sufficiently low.

The validation of an LLAS shall be performed at the site where the LLAS measurements normally take place. This is to account for the effect of the floor, walls, and similar objects or surfaces in the specific environment of the LLAS.

Validation measurements shall be performed at least at the following frequencies: 9 kHz, 100 kHz, 1 MHz, 2 MHz, 3 MHz, 5 MHz, 10 MHz, 15 MHz, 20 MHz, 25 MHz, and 30 MHz.

The induced current shall be measured as a function of frequency in the range of 9 kHz to 30 MHz at the eight positions of the LLAS verification dipole shown in Figure C.7. During this measurement, the LLAS verification dipole shall be in the plane of the LLA under test.

In each of the eight positions, the measured validation factor, expressed in dB(Ω) as $20 \lg(I_{90}/I_1)$, where V_{90} is the open circuit voltage of the RF generator and I_1 is the measured current, shall not deviate by more than ± 3 dB from the applicable reference validation factor given in Figure C.8 and Table C.1.

The reference validation factors given in Figure C.8 and Table C.1 are valid for an LLAS with circular loops having diameters of $D = 2$ m, 3 m, or 4 m.

Tabular values of the curves presented in Figure C.8 are given in Table C.1. These tabular values shall be used for the LLAS validation.

Background material and the equations for calculating the reference validation factors are given in CISPR TR 16-3:2020 [23].

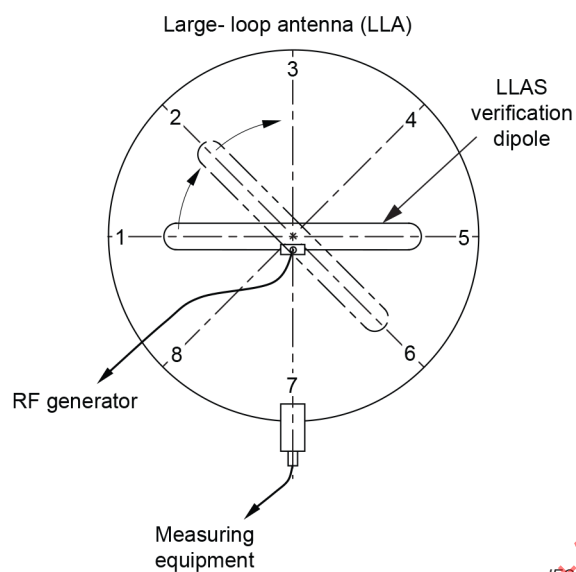


Figure C.7 – The eight positions of the LLAS verification dipole during validation of an LLA

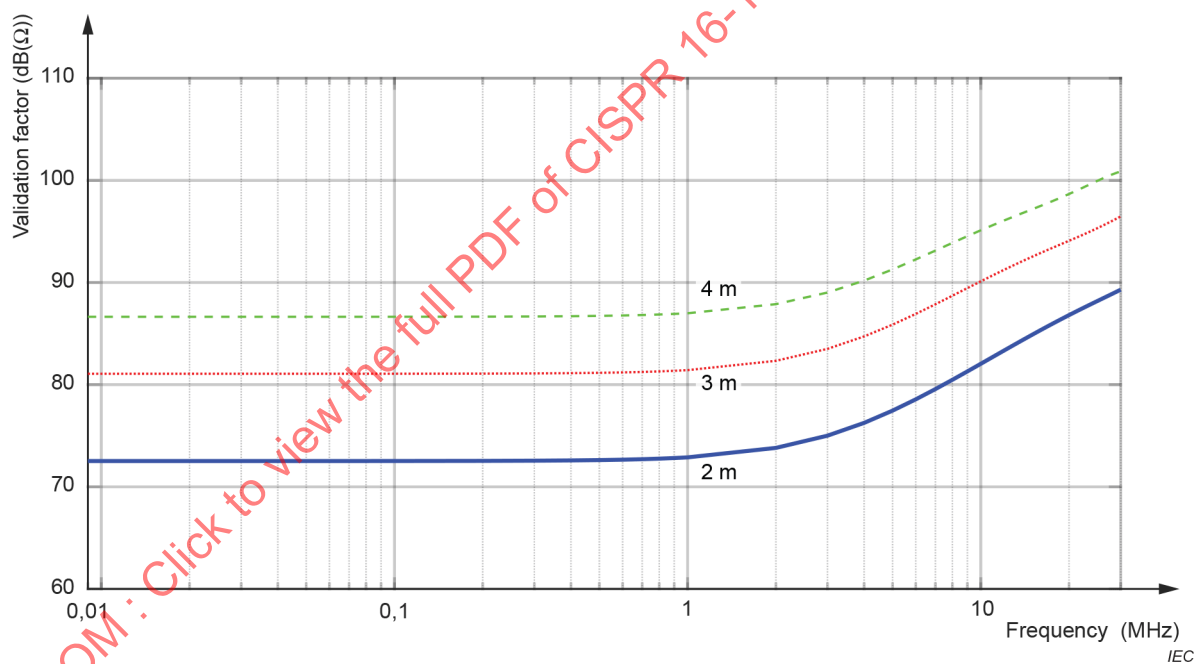


Figure C.8 – Reference validation factors for loops of 2 m, 3 m, and 4 m diameters

**Table C.1 – Reference validation factors of Figure C.8 for
loops of 2 m, 3 m, and 4 m diameters**

Frequency MHz	Reference validation factor			Frequency MHz	Reference validation factor		
	2 m LLAS	3 m LLAS	4 m LLAS		2 m LLAS	3 m LLAS	4 m LLAS
	dB(Ω)				dB(Ω)		
0,009	72,52	81,07	86,64	7	79,57	87,87	93,13
0,01	72,52	81,07	86,64	8	80,47	88,71	93,88
0,02	72,52	81,07	86,64	9	81,30	89,45	94,54
0,03	72,52	81,07	86,64	10	82,04	90,12	95,11
0,04	72,52	81,07	86,64	11	82,72	90,71	95,62
0,05	72,52	81,07	86,64	12	83,34	91,24	96,07
0,06	72,52	81,07	86,65	13	83,90	91,72	96,47
0,07	72,52	81,07	86,65	14	84,42	92,15	96,84
0,08	72,52	81,07	86,65	15	84,90	92,54	97,18
0,09	72,52	81,07	86,65	16	85,34	92,89	97,50
0,1	72,52	81,07	86,65	17	85,75	93,22	97,80
0,2	72,54	81,08	86,66	18	86,13	93,53	98,10
0,3	72,55	81,10	86,68	19	86,48	93,82	98,39
0,4	72,58	81,13	86,70	20	86,81	94,09	98,67
0,5	72,61	81,16	86,73	21	87,12	94,35	98,94
0,6	72,65	81,20	86,77	22	87,41	94,60	99,21
0,7	72,70	81,24	86,82	23	87,68	94,85	99,47
0,8	72,75	81,30	86,87	24	87,94	95,09	99,72
0,9	72,81	81,36	86,93	25	88,19	95,32	99,96
1	72,88	81,42	86,99	26	88,43	95,56	100,18
2	73,81	82,33	87,88	27	88,66	95,79	100,38
3	75,01	83,51	89,02	28	88,88	96,02	100,57
4	76,26	84,72	90,19	29	89,09	96,25	100,73
5	77,46	85,88	91,28	30	89,30	96,47	100,88
6	78,56	86,93	92,26	-	-	-	-

C.5 Construction of the LLAS verification dipole antenna

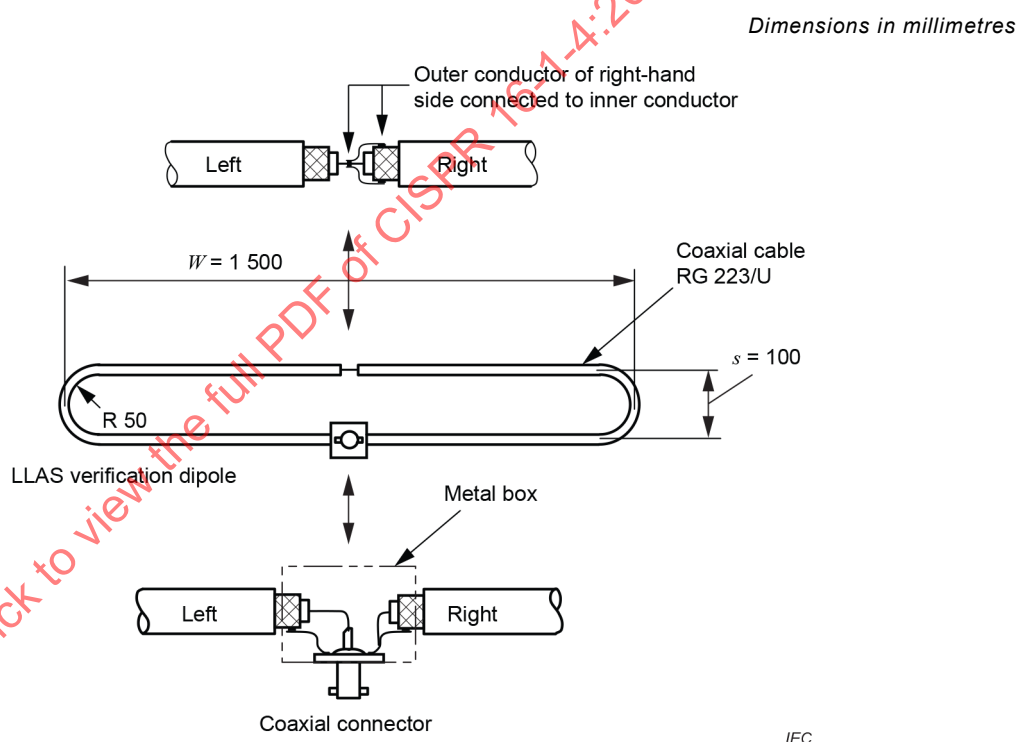
The LLAS verification dipole, shown in Figure C.9, has been designed to emit simultaneously a magnetic field, which should be measured by the LLAS, and an electric field, which should be rejected by the LLAS.

The LLAS verification dipole antenna shall be constructed in accordance with Figure C.9, using RG-223/U or similar type of coaxial cable. It shall have a width $W = 150$ cm and a spacing $s = 10$ cm (cable centre to cable centre distances), as depicted in Figure C.9. A slit in the outer conductor of the coaxial cable shall separate the dipole into two halves. One half of the dipole (the right-hand half in Figure C.9) shall be short-circuited near the connector as well as near the slit opposite from the connector. Short-circuited means that the inner and outer conductors of the coaxial cable shall be electrically bonded together. This half shall be connected to the reference-ground of the coaxial connector (BNC or similar type). The inner conductor of the coaxial cable, forming the left-hand half of the dipole in Figure C.9, shall be connected to the centre-pin of the coaxial connector, and its outer conductor connected to the reference ground of that coaxial connector.

A small metal box shall be used to screen the connections near the coaxial connector. The outer conductor of the two halves of the dipole coaxial cable and the reference ground of the coaxial connector shall be bonded to this box.

A small metal box may be used to screen the connections near the BNC connector. The outer conductor of the two halves of the coaxial cable, and the reference ground of the BNC connector, are bonded to this box.

To obtain a rigid construction, the dipole is supported by a non-conductive base.



NOTE Distances indicated are cable centre to cable centre distances.

Figure C.9 – Construction of the LLAS verification dipole antenna

C.6 Conversion factors

C.6.1 General

This subclause deals with the factor that converts the current measured in an LLA with a non-standard diameter to a current that would have been measured using an LLA with the standard diameter of $D = 2$ m (see Figure C.10 and Table C.2). It also deals with the factor that converts the current (I) induced in an LLA by an EUT into a magnetic field strength H at a

specified distance from the EUT (see Figure C.11 and Table C.3). Background material and the equations for calculating these conversion factors are given in CISPR TR 16-3:2020 [23].

C.6.2 Current conversion factors for an LLAS with non-standard diameter

The difference S_D in decibels, between the current measured in an LLA with diameter D , in m, and the current that would be measured using an LLA having the standard diameter $D = 2$ m, expressed in logarithmic units (such as dB(μA)), is given in Figure C.10 (and Table C.2) for several values of D , as determined using Equation (C.1):

$$S_D = I_{Dm} - I_{2m} \quad (C.1)$$

where I_{Dm} and I_{2m} are the values of the induced currents in an LLA with diameter D and the standard 2 m diameter LLA, respectively, both expressed in logarithmic units (such as dB(μA)).

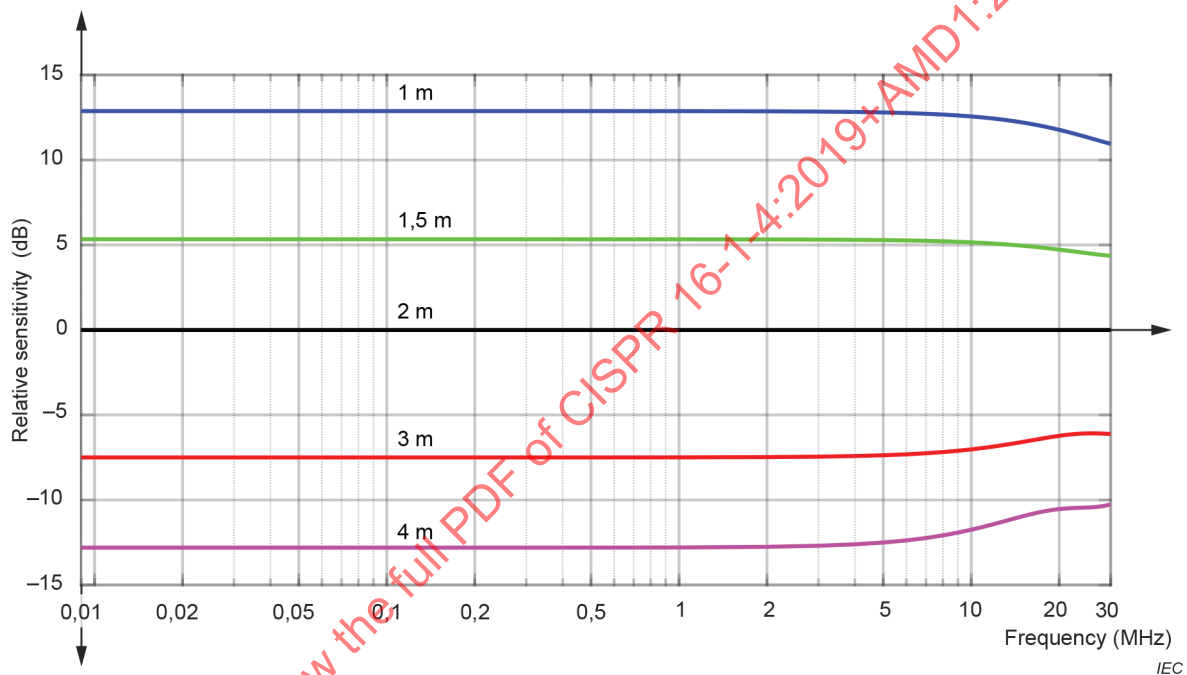


Figure C.10 – Sensitivity S_D of an LLA with diameter D relative to an LLA with 2 m diameter

Table C.2 – Sensitivity S_D of an LLA with diameter D relative to an LLA with 2 m diameter (Figure C.10)

Frequency MHz	LLAS diameter D				Frequency MHz	LLAS diameter D			
	1 m	1,5 m	3 m	4 m		1 m	1,5 m	3 m	4 m
	dB	dB	dB	dB		dB	dB	dB	dB
0,009	12,88	5,34	-7,50	-12,80	7	12,72	5,24	-7,25	-12,24
0,01	12,88	5,34	-7,50	-12,80	8	12,67	5,22	-7,18	-12,08
0,02	12,88	5,34	-7,50	-12,80	9	12,62	5,19	-7,11	-11,92
0,03	12,88	5,34	-7,50	-12,80	10	12,56	5,16	-7,02	-11,75
0,04	12,88	5,34	-7,50	-12,80	11	12,50	5,12	-6,94	-11,58
0,05	12,88	5,34	-7,50	-12,80	12	12,43	5,08	-6,85	-11,41
0,06	12,88	5,34	-7,50	-12,80	13	12,36	5,04	-6,76	-11,25
0,07	12,88	5,34	-7,50	-12,80	14	12,29	5,00	-6,67	-11,09
0,08	12,88	5,34	-7,50	-12,80	15	12,21	4,96	-6,58	-10,96
0,09	12,88	5,34	-7,50	-12,80	16	12,12	4,91	-6,50	-10,84
0,1	12,88	5,34	-7,50	-12,80	17	12,04	4,87	-6,42	-10,73
0,2	12,88	5,33	-7,50	-12,80	18	11,95	4,82	-6,35	-10,65
0,3	12,88	5,33	-7,50	-12,80	19	11,86	4,77	-6,28	-10,58
0,4	12,88	5,33	-7,50	-12,80	20	11,77	4,73	-6,23	-10,53
0,5	12,88	5,33	-7,50	-12,80	21	11,68	4,68	-6,18	-10,50
0,6	12,88	5,33	-7,50	-12,80	22	11,60	4,64	-6,14	-10,48
0,7	12,88	5,33	-7,50	-12,80	23	11,51	4,60	-6,11	-10,46
0,8	12,88	5,33	-7,49	-12,80	24	11,42	4,55	-6,09	-10,45
0,9	12,88	5,33	-7,49	-12,79	25	11,33	4,52	-6,08	-10,44
1	12,87	5,33	-7,49	-12,79	26	11,25	4,48	-6,08	-10,43
2	12,86	5,33	-7,48	-12,75	27	11,17	4,45	-6,08	-10,40
3	12,85	5,32	-7,45	-12,69	28	11,09	4,41	-6,09	-10,37
4	12,83	5,30	-7,41	-12,61	29	11,02	4,39	-6,10	-10,32
5	12,80	5,29	-7,37	-12,50	30	10,95	4,36	-6,12	-10,25
6	12,76	5,27	-7,31	-12,38	-	-	-	-	-

C.6.3 Conversion of LLAS measured current to magnetic field strength

The conversion factor in Figure C.11 and Table C.3 represent the worst-case (highest) of all three polarizations when considering a source of magnetic field positioned in the centre of an LLA with its magnetic dipole moment perpendicular to the plane of that LLA, for all three loops of an LLAS. As such, this conversion factor may be used to estimate the worst-case magnetic field strength that would be measured with the loop antenna specified in 4.3, at a specific measurement distance (3 m, 10 m, or 30 m) from the EUT periphery, with the loop antenna centre at 1,3 m above the metallic ground plane of a test site, with the EUT's lowest surface positioned at 80 cm above the ground plane, and with the EUT rotated through all azimuth angles, for all three loop antenna polarizations. This field strength estimation may be obtained by adding the conversion factor of Figure C.11 and Table C.3 to the worst-case induced current level measured from the EUT with the three loops of the LLAS, at the frequency of measurement.

NOTE 1 Often, traditional magnetic field strength test methods (e.g. from CISPR 11 [24]) apply a loop antenna as specified in 4.3 and positioned in a vertical plane only while the EUT is rotated only around its vertical axis. In that case only the horizontal dipole moments, i.e. the dipole moments parallel to the ground plane, are measured. Consequently, in case the EUT also generates vertical dipole moments, the LLAS conversion factor cannot be used to compare the results of both measurement methods. However, the LLAS conversion factor can be used for comparisons with the magnetic field strength measurement method results when the loop antenna of 4.3 is positioned in a horizontal plane, in addition to the two vertical loop plane polarizations.

If the actual position of a disturbance source within an EUT is at a distance less than 0,5 m from the centre of the standard LLAS, the measurement results differ by less than 3 dB from those with that source in the centre of the LLAS.

The relation between the magnetic field strength H in dB(μA/m) measured at a distance d and the LLA current I in dB(μA) is per Equation (C.2):

$$H = I + C_{dA} \quad (\text{C.2})$$

where C_{dA} is the current-to-field conversion factor in dB(m⁻¹) for a certain distance d when expressing H in dB(μA/m) (see also NOTE 2).

In general, the conversion factor is frequency-dependent; Figure C.11 (and Table C.3) present C_{dA} for standard measurement distances of 3 m, 10 m, and 30 m.

If the current is measured in an LLAS with a non-standard diameter D , Equation (C.2) can be written as Equation (C.3):

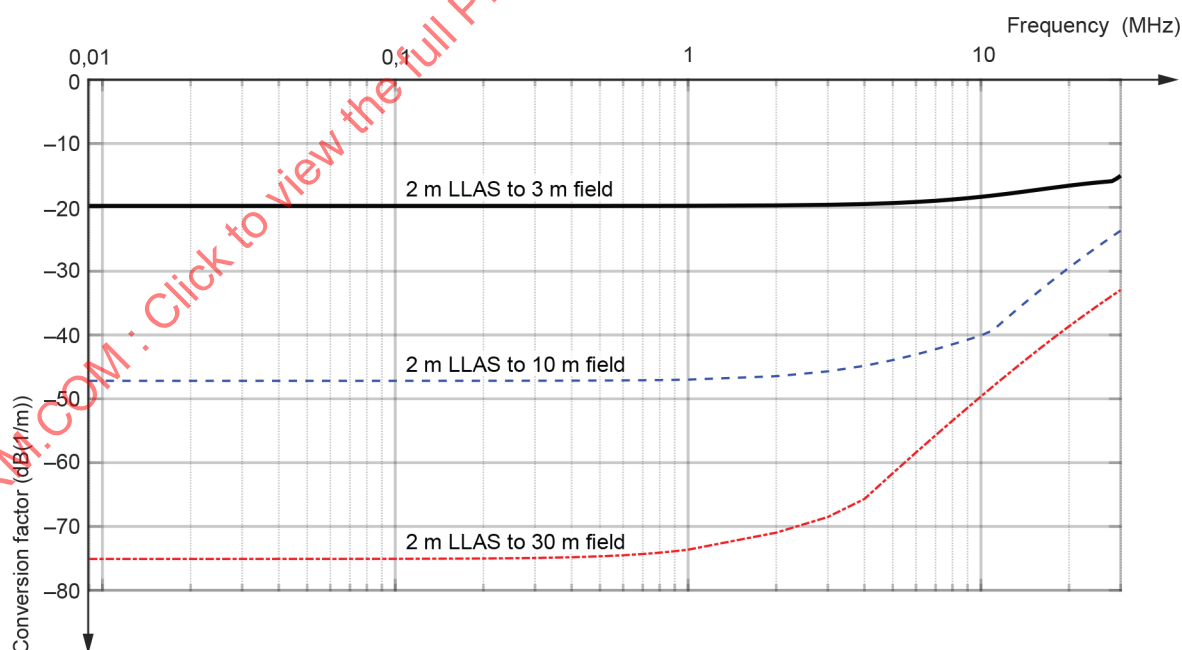
$$H = I - S_D + C_{dA} \quad (\text{C.3})$$

where H is expressed in dB(μA/m), I in dB(μA), S_D in dB, and C_{dA} in dB(m⁻¹).

NOTE 2 For disturbance level calculations, CISPR uses the magnetic field strength H in dB(μA/m) instead of electric field strength E in dB(μV/m). In this context, the relation between H and E is given by Equation (C.4):

$$E = H + 51,5 \quad (\text{C.4})$$

where E is expressed in dB(μV/m) and H in dB(μA/m). The constant 51,5, in dB(Ω) in Equation (C.4), is explained in the NOTE in 4.3.2.



IEC

**Figure C.11 – Conversion factor C_{dA} [for conversion into dB(μA/m)]
for three standard measurement distances d**

**Table C.3 – Magnetic field strength conversion factor C_{dA}
for three measurement distances (Figure C.11)**

Frequency MHz	2 m LLAS to 3 m field	2 m LLAS to 10 m field	2 m LLAS to 30 m field	Frequency (MHz)	2 m LLAS to 3 m field	2 m LLAS to 10 m field	2 m LLAS to 30 m field
	dB(1/m)	dB(1/m)	dB(1/m)		dB(1/m)	dB(1/m)	dB(1/m)
0,009	-19,77	-47,18	-75,09	7	-18,97	-42,23	-55,72
0,01	-19,77	-47,18	-75,09	8	-18,76	-41,45	-53,41
0,02	-19,77	-47,18	-75,09	9	-18,56	-40,74	-51,4
0,03	-19,77	-47,18	-75,09	10	-18,35	-40,08	-49,63
0,04	-19,77	-47,18	-75,09	11	-18,14	-39,24	-48,04
0,05	-19,77	-47,18	-75,08	12	-17,93	-37,72	-46,61
0,06	-19,77	-47,18	-75,08	13	-17,73	-36,36	-45,31
0,07	-19,77	-47,18	-75,08	14	-17,54	-35,11	-44,12
0,08	-19,77	-47,18	-75,08	15	-17,35	-33,97	-43,03
0,09	-19,77	-47,18	-75,08	16	-17,18	-32,92	-42,02
0,1	-19,77	-47,18	-75,07	17	-17,02	-31,95	-41,08
0,2	-19,77	-47,17	-75,02	18	-16,87	-31,05	-40,21
0,3	-19,77	-47,16	-74,94	19	-16,73	-30,22	-39,40
0,4	-19,77	-47,15	-74,82	20	-16,60	-29,44	-38,63
0,5	-19,76	-47,13	-74,68	21	-16,48	-28,71	-37,92
0,6	-19,76	-47,11	-74,51	22	-16,37	-28,02	-37,25
0,7	-19,76	-47,09	-74,32	23	-16,27	-27,37	-36,61
0,8	-19,76	-47,06	-74,11	24	-16,18	-26,76	-36,01
0,9	-19,75	-47,02	-73,88	25	-16,10	-26,18	-35,43
1	-19,75	-46,99	-73,64	26	-16,03	-25,62	-34,89
2	-19,69	-46,46	-70,97	27	-15,96	-25,10	-34,37
3	-19,60	-45,70	-68,52	28	-15,90	-24,59	-33,87
4	-19,48	-44,83	-65,70	29	-15,52	-24,11	-33,39
5	-19,33	-43,93	-61,65	30	-15,04	-23,64	-32,93
6	-19,15	-43,06	-58,41	-	-	-	-

C.7 Examples

The following examples explain use of Equation (C.1), Equation (C.2), Equation (C.3), Figure C.8, Figure C.10, and Figure C.11.

- a) Given: measuring frequency $f = 100$ kHz, LLA diameter $D = 2$ m, current in LLA $I = X$ dB(μ A).

Then using Equation (C.1) and Figure C.10, it follows that:

$$\text{at } d = 3 \text{ m: } H = [X/\text{dB}(\mu\text{A}) + C_{3A}/\text{dB}(\text{m}^{-1})] \text{ dB}(\mu\text{A}/\text{m}) = (X - 19,5) \text{ dB}(\mu\text{A}/\text{m})$$

$$\text{at } d = 3 \text{ m: } E = [X/\text{dB}(\mu\text{A}) + C_{3V}/\text{dB}(\Omega/\text{m})] \text{ dB}(\mu\text{V}/\text{m}) = [X + (51,5 - 19,5)] \text{ dB}(\mu\text{V}/\text{m})$$

- b) Given: measuring frequency $f = 100$ kHz, LLA diameter $D = 2$ m, current in LLA $I = X$ dB(μ A).

Then, using Equation (C.2) and Figure C.11 (Table C.3), it follows that:

$$\text{at } d = 3 \text{ m: } H [\text{dB}(\mu\text{A}/\text{m})] = X [\text{dB}(\mu\text{A})] + C_{3A} [\text{dB}(\text{m}^{-1})] = (X - 19,77) \text{ dB}(\mu\text{A}/\text{m})$$

- c) Given: measuring frequency $f = 100$ kHz, LLA diameter $D = 4$ m, current in LLA $I = X$ dB(μ A).

Then, using Equation (C.1) and Figure C.10 (Table C.2), it follows that the same EUT would induce a current:

$$I [\text{dB}(\mu\text{A})] = X [\text{dB}(\mu\text{A})] - S_4 [\text{dB}] = X - (-12,80) = (X + 12,80) \text{ dB}(\mu\text{A})$$

in an LLA with the standard diameter $D = 2$ m.

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of CISPR 16-1-4:2019+AMD1:2020+AMD2:2023 CSV

Annex D (normative)

Construction details for open area test sites in the frequency range of 30 MHz to 1 000 MHz (see Clause 6)

D.1 General

Subclause 6.2 provides major construction considerations for open-area test sites. Additional details that are helpful in assuring a well-constructed site and an all-weather enclosure are described in this annex. The best way to assure the suitability of these construction practices is to perform site validation measurements, as described in 6.4.

D.2 Ground plane construction

D.2.1 Material

Metal is the recommended ground plane material for field strength test sites. However, for practical reasons, metallic ground planes cannot be specified for measurement of all equipment. Some examples of materials used for metallic ground planes include solid metal sheets, metal foil, perforated metal, expanded metal, wire cloth, wire screen, and metal grating. The ground plane should have no voids or gaps with linear dimensions that are an appreciable fraction of a wavelength at the highest measurement frequency. The recommended maximum opening size for screen, perforated metal, grating, or expanded metal type ground planes is 1/10-wavelength at the highest frequency of measurement (about 3 cm at 1 000 MHz). Material comprised of individual sheets, rolls, or pieces should be soldered or welded at the seams, preferably continuously but in no case with gaps longer than 1/10-wavelength. Thick dielectric coatings, such as sand, asphalt, or wood on top of metal ground planes can result in unacceptable site attenuation characteristics.

D.2.2 Roughness

The Rayleigh roughness criterion provides a useful estimate of maximum allowable RMS ground plane roughness (see Figure D.1). For most practical test sites, especially for 3 m separation distance applications, up to 4,5 cm of roughness is insignificant for measurement purposes. Even more roughness is allowed for 10 m and 30 m sites. The site validation procedure in 6.4 shall be performed to determine whether the roughness is acceptable. In Table D.1, the values of b are calculated according to the formula:

$$b = \frac{\lambda}{8 \sin \beta}$$

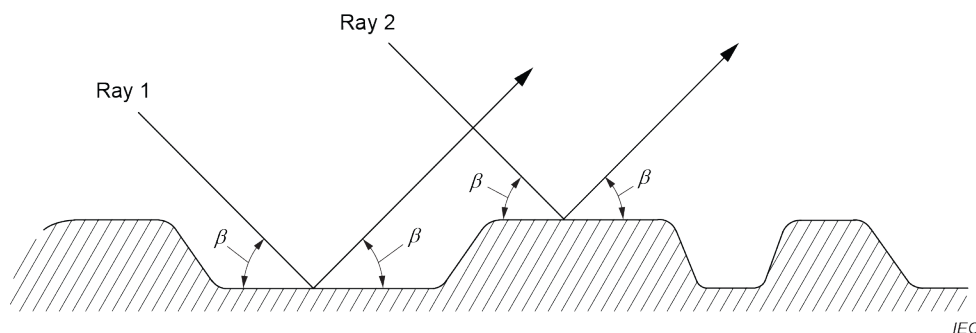


Figure D.1 – The Rayleigh criterion for roughness in the ground plane

Table D.1 – Maximum roughness for 3 m, 10 m and 30 m measurement distances

Measurement distance d m	Source height, h_1 m	Maximum receive antenna height, h_2 m	Maximum rms roughness	
			In wavelengths	At 1 000 MHz cm
3	1	4	0,15	4,5
10	1	4	0,28	8,4
30	2	6	0,49	14,7

D.3 Services to EUT

Electrical service or mains wiring to the EUT should be run under the ground plane to the maximum extent possible, and preferably at right angles to the measurement axis. All wires, cables, and plumbing to the turntable or mounting of the EUT should also be run under the ground plane. When underground routing is not possible, service to the EUT should be placed on top of, but flush with, and bonded to the ground plane.

D.4 Weather-protection enclosure construction

D.4.1 Materials and fasteners

Up to 1 000 MHz, thin sections of fibreglass, and most other plastics, specially treated woods, and fabric material will not cause appreciable attenuation of EUT disturbance levels. Moisture absorption in some materials (e.g. wood and nylon), however, can cause transmission losses that are particularly critical if EUT disturbance levels are measured through such material. Care should be taken to ensure that air-deposited conductive particles and standing water and ice do not build up on the structure, or within the material forming the structure. Inspections should be made periodically for foreign objects that might lodge on the structure, causing measurement errors.

Use of metal above the ground plane should be kept to a minimum. Use of plastic or fabric fasteners is highly recommended. Any anchors, pilings, or similar foundations should be far enough removed from the test area so as not to affect the measurement.

D.4.2 Internal arrangements

All structural members should be non-reflective. Any blowers or ducts for heating, cooling, or air support should be outside the test area or outside the structure, unless they are made of non-conductive material or run below a metallic ground plane or well below a non-metallic ground plane. Temperature and humidity control may be required for the operation of the equipment. Any insulation or windows should be free of metal backing or framing. Any safety rails or stairs should also be non-conductive if located above the ground plane.

D.4.3 Size

The size of a weather-protection enclosure will depend upon the size of the EUT, and whether or not the entire antenna range is to be enclosed or only the area over the EUT, the area over the measuring set, or the area enclosing the receive antenna positioner and the highest extent of the receive antenna when making vertical polarization measurements.

D.4.4 Uniformity with time and weather

It is recommended that periodic site validation measurements be made in order to detect anomalies caused by degradation of the weather-protection enclosure due to weather conditions (e.g. moisture absorption) or contamination of enclosure materials. This measurement also checks the calibration of RF cabling and test instrumentation. A six-month interval is generally adequate, unless physical signs indicate material degradation sooner, i.e. material changes colour due to air-borne contaminants.

D.5 Turntable and set-up table

A turntable and a set-up table for supporting the EUT are recommended, for convenience in measuring electromagnetic disturbance levels from all sides of the EUT. The turntable contains the rotation assembly, and the set-up table is used for positioning the EUT on the test site. The following three set-up table and turntable configurations are considered in this subclause.

- a) For turntables with rotation assembly below the ground, the rotating surface (top) shall be flush with and electrically-connected to the ground plane. The rotating top carries the actual set-up table.
 - For table-top equipment, the height of the set-up table shall be $0,8 \text{ m} \pm 0,01 \text{ m}$, and the set-up table is placed such that its centre in the horizontal plane is at the centre of the turntable which is the unit performing the rotation. The set-up table shall be removed for the site validation measurement.
 - For floor-standing equipment, the EUT is to be insulated from the conductive surface of the turntable (which is flush with the ground plane). The height of the insulating support shall be up to $0,15 \text{ m}$, or as required by the product committee. The insulating support is not required when non-metallic roller casters are provided by the product. The insulating support shall be removed for the site validation measurement.
- b) For turntables with the rotation assembly integrated into the set-up table and placed on the turntable (which is flush with the ground plane) or on the ground plane without turntable, the set-up table shall have either a height of $0,8 \text{ m} \pm 0,01 \text{ m}$ for table-top equipment, or a height not exceeding $0,15 \text{ m}$ for floor-standing equipment. The set-up table shall be removed for the site validation measurement.
- c) In a FAR, the height of the EUT set-up table is not defined, and depends on the performance of the absorbing material and test volume of the FAR. The set-up table shall be removed for the site validation measurements.

An EUT/system that includes a support set-up table as part of the configuration under test should use the set-up table supplied with the system, not the generic set-up table at the test site.

D.6 Receive antenna mast installation

The receive antenna should be mounted on a non-conducting support that will allow the antenna to be raised between 1 m and 4 m for measurement distances of 10 m and less, and between 1 m and 4 m, or between 2 m and 6 m, for distances greater than 10 m. The cable shall be connected to the antenna balun such that for horizontally polarized antennas, the cable is orthogonal to the axis of the antenna elements at all antenna heights, to maintain balance relative to ground.

The cabling from the receive antenna balun should drop vertically to the ground plane approximately 1 m or more to the rear of the receive antenna. From that point, the cable should be kept on or under the ground plane in a manner so as not to disturb the measurement. The cable between the antenna and the measuring receiver should be as short as practical to ensure acceptable received signal levels at 1 000 MHz.

For vertically polarized dipole-type antennas, the cabling to the measuring receiver should be maintained horizontal, i.e. parallel to the ground plane, for a distance of approximately 1 m or more to the rear of the receive antenna (away from the EUT) before dropping to the ground plane. An antenna boom approximately 1 m in length will suffice. The remaining cable routing to the measuring receiver is the same as for the horizontally-polarized case.

For both cases, the antenna factor should not be affected by the presence of the antenna positioners and disposition of the coaxial cabling attached to the antenna.

Annex E
(xxx)

(Void)

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of CISPR 16-1-4:2019+AMD1:2020+AMD2:2023 CSV

Annex F (informative)

Basis for ± 4 dB site acceptability criterion (see Clause 6)

F.1 General

This annex describes the basis for the acceptability criterion of ± 4 dB for the normalized site attenuation (NSA) and the reference site method (RSM) measurements required in 6.4.

F.2 Error analysis

The error analysis in Table F.1 applies to the NSA measurement methods given in 6.4. The total estimated errors are the basis for the ± 4 dB site acceptability criterion, consisting of approximately 3 dB measurement uncertainty, and an additional allowable 1 dB for site imperfections.

The error budget in Table F.1 does not include uncertainties in the amplitude stability of the signal generator, tracking generator, or any amplifiers that may be used, nor does it include the potential errors in measurement technique. The output level of most signal and tracking generators will drift with time and temperature, and the gain of many amplifiers will drift as temperature changes. It is imperative that these sources of error be held to an insignificant amount or corrected in making the measurements, otherwise the site may fail to meet the acceptability criterion due to instrumentation problems alone.

Table F.1 – Error budget

Error component	Measurement method	
	Discrete frequency method	Swept frequency method
	dB	dB
Antenna factor (Tx) ^a	± 1	± 1
Antenna factor (Rx) ^a	± 1	± 1
Voltmeter	0	$\pm 1,6^b$
Attenuator	± 1	0
Site imperfections	± 1	± 1
Totals	± 4	$\pm 4,6$
^a At frequencies above 800 MHz, F_a errors may approach $\pm 1,5$ dB.		
^b From the operating instructions.		

From the operating instructions for some automatic spectrum analyzers, for example, if everything is done to remove or compensate every potential error as much as possible, the remaining amplitude errors are:

- 1) $\pm 0,2$ dB calibrator uncertainty,
- 2) $\pm 1,0$ dB frequency response flatness,
- 3) $\pm 1,0$ dB input attenuator switching,
- 4) $\pm 0,4$ dB RF and IF gain uncertainty.

This gives a total potential error of $\pm 2,6$ dB, which does not include $\pm 0,05$ dB/K temperature drift. In practice, when performing substitution type measurements, the errors associated with the frequency response flatness and input attenuator switching are usually 1 dB less, so that the total error band for the spectrum analyzer as a two-terminal voltmeter is $\pm 1,6$ dB or less, which is used in Table F.1.

Many attenuators have far poorer absolute accuracy, but some are better. The total error budget could thus be increased or decreased in the discrete measurements. If an external attenuator is used with an automatic spectrum analyzer in swept frequency measurements, this error budget is also increased.

These error budgets do not contain errors from time- and temperature-induced drifts of the gains, output levels, or amplitude responses of the test equipment. Such errors can exist, and steps shall be taken to avoid them by making the measurements as rapidly as possible.

In practice, the errors accounted for above in the preceding discussion seldom are all in the same direction. Meeting the ± 4 dB criterion for a well-constructed and well-located site may actually allow more than ± 1 dB site anomaly variation from ideal.

Annex G (informative)

Examples of uncertainty budgets for site validation of a COMTS using RSM with a calibrated antenna pair (see 6.6)

G.1 Quantities to be considered for antenna pair reference site attenuation calibration using the averaging technique

The measurand A_{APR} is calculated using Equation (G.1), and an example uncertainty budget is shown in Table G.1.

$$A_{APR} = V_{DIRECT} - V_{SITE} + \delta V_{M1} + \delta V_{M2} + \delta V_{M3} + \delta V_{SDAPR} + \delta V_{NL} + \delta V_{NF} \\ + \delta V_{SRTX} + \delta V_{SRRX} + \delta V_{AM} \quad (G.1)$$

**Table G.1 – Antenna pair reference site attenuation calibration
using the large-OATS averaging technique**

Input quantity X_i	Uncertainty of x_i		$u(x_i)$	c_i	$c_i u(x_i)$
	dB	Probability distribution function	dB		dB
Receiver reading V_{DIRECT}	$\pm 0,5$	Rectangular	0,29	1	0,29
Receiver reading V_{SITE}	$\pm 0,5$	Rectangular	0,29	1	0,29
Mismatch:					
generator-receiver δV_{M1}	$\pm 0,1$	U-shaped	0,07	1	0,07
generator-antenna δV_{M2}	$\pm 0,2$	U-shaped	0,14	1	0,14
antenna-receiver δV_{M2}	$\pm 0,2$	U-shaped	0,14	1	0,14
Standard deviation of mean A_{APR} δV_{SDAPR}	$\pm 0,6$	Normal ($k = 1$)	0,6	1	0,6
Receiver corrections:					
Nonlinearity δV_{NL}	$\pm 0,1$	Normal ($k = 2$)	0,05	1	0,05
Noise floor proximity δV_{NF}	$\pm 0,0$	Normal ($k = 2$)	0	1	0
Secondary radiation of antenna cable:					
Transmit antenna δV_{SRTX}	$\pm 0,3$	Rectangular	0,17	1	0,17
Receive antenna δV_{SRRX}	$\pm 0,3$	Rectangular	0,17	1	0,17
Antenna Mast δV_{AM}	$\pm 0,15$	Rectangular	0,09	1	0,09

The expanded uncertainty is: $U = 2 u_c(A_{APR}) = 1,37$ dB.

G.2 Quantities to be considered for antenna pair reference site attenuation calibration using a REFTS

The measurand A_{APR} is calculated using Equation (G.2), and an example uncertainty budget is shown in Table G.2.

$$A_{\text{APR}} = V_{\text{DIRECT}} - V_{\text{SITE}} + \delta V_{\text{M1}} + \delta V_{\text{M2}} + \delta V_{\text{M3}} + \delta V_{\text{REFTS}} + \delta V_{\text{NL}} + \delta V_{\text{NF}} + \delta V_{\text{SRTX}} + \delta V_{\text{SRRX}} + \delta V_{\text{AM}} \quad (\text{G.2})$$

Table G.2 – Antenna pair reference site attenuation calibration using REFTS

Input quantity X_i	Uncertainty of x_i		$u(x_i)$	c_i	$c_i u(x_i)$
	dB	Probability distribution function	dB		dB
Receiver reading V_{DIRECT}	$\pm 0,5$	Rectangular	0,29	1	0,29
Receiver reading V_{SITE}	$\pm 0,5$	Rectangular	0,29	1	0,29
Mismatch:					
generator-receiver δV_{M1}	$\pm 0,1$	U-shaped	0,07	1	0,07
generator-antenna δV_{M2}	$\pm 0,2$	U-shaped	0,14	1	0,14
antenna-receiver δV_{M2}	$\pm 0,2$	U-shaped	0,14	1	0,14
REFTS influence δV_{REFTS}	$\pm 1,0$	Rectangular	0,58	1	0,58
Receiver corrections:					
Nonlinearity δV_{NL}	$\pm 0,1$	Normal ($k = 2$)	0,05	1	0,05
Noise floor proximity δV_{NF}	$\pm 0,0$	Normal ($k = 2$)	0	1	0
Secondary radiation of antenna cable:					
Transmit antenna δV_{SRTX}	$\pm 0,3$	Rectangular	0,17	1	0,17
Receive antenna δV_{SRRX}	$\pm 0,3$	Rectangular	0,17	1	0,17
Antenna Mast δV_{AM}	$\pm 0,15$	Rectangular	0,09	1	0,09

The expanded uncertainty is: $U = 2 u_c(A_{\text{APR}}) = 1,34$ dB.

G.3 Quantities to be considered for COMTS validation using an antenna pair reference site attenuation

The measurand ΔA_s is calculated using Equation (G.3), and an example uncertainty budget is shown in Table G.3.

$$\Delta A_s = V_{\text{DIRECT}} - V_{\text{SITE}} - A_{\text{APR}} + \delta V_{\text{M1}} + \delta V_{\text{M2}} + \delta V_{\text{M3}} + \delta V_{\text{NL}} + \delta V_{\text{NF}} + \delta V_{\text{SRTX}} + \delta V_{\text{SRRX}} \quad (\text{G.3})$$

Table G.3 – COMTS validation using an antenna pair reference site attenuation

Input quantity X_i	Uncertainty of x_i		$u(x_i)$	c_i	$c_i u(x_i)$
	dB	Probability distribution function	dB		dB
Receiver reading V_{DIRECT}	$\pm 0,5$	Rectangular	0,29	1	0,29
Receiver reading V_{SITE}	$\pm 0,5$	Rectangular	0,29	1	0,29
Antenna pair reference SA A_{APR}	$\pm 1,4$	Normal ($k = 2$)	0,7	1	0,7
Mismatch:					
generator-receiver δV_{M1}	$\pm 0,1$	U-shaped	0,07	1	0,07
generator-antenna δV_{M2}	$\pm 0,2$	U-shaped	0,14	1	0,14
antenna-receiver δV_{M2}	$\pm 0,2$	U-shaped	0,14	1	0,14
Receiver corrections:					
Nonlinearity δV_{NL}	$\pm 0,1$	Normal ($k = 2$)	0,05	1	0,05
Noise floor proximity δV_{NF}	$\pm 0,0$	Normal ($k = 2$)	0	1	0
Secondary radiation of antenna cable:					
Transmit antenna δV_{SRTX}	$\pm 0,3$	Rectangular	0,17	1	0,17
Receive antenna δV_{SRRX}	$\pm 0,3$	Rectangular	0,17	1	0,17

The expanded uncertainty is: $U = 2 u_c(\Delta A_s) = 1,54$ dB.

Annex H (informative)

Definition of uncertainty in cross-polar response measurement

H.1 General

Subclause 4.5.5 of this document describes the method of cross-polar response (XPR) measurement for antennas with LPDA type design. This annex defines and discusses the sources of uncertainty involved in the measurement and provides example uncertainty estimates.

The uncertainty estimates in this annex are based on an LPDA (or hybrid) antenna that is placed in a FAR, with elements oriented along the vertical axis (i.e. in VP), for frequencies above 100 MHz. It is anticipated that a FAR would be most suitable for this measurement; however, the uncertainty analysis may be adapted for other facilities such as OATS or SAC. The uncertainty estimate applies when using either a dipole antenna (below 1 GHz), or linearly-polarized horn antenna (above 1 GHz) as the receive antenna (Rx antenna, denoted by 'R'). For best results, the frequency should be swept from 30 % to 150 % of the dipole's tuned frequency. The analysis uses linear ratio terms because the final uncertainty will always be asymmetric for low cross-polar signals.

The AUT (transmit antenna, denoted by 'T') generates a primary (vertically polarized) field (E_x), and a secondary cross-polar (horizontally polarized) field (E_y). Here E_{ISO} is the field strength, which would be generated by a perfect linearly-polarized source with unity gain of an isotropic radiator, in accordance with Equation (H.1) and Equation (H.2).

$$E_x = \sqrt{G_T} \times \sqrt{\frac{\eta_0 P_T}{4\pi d^2}} = \sqrt{G_T} \times E_{ISO} \quad (H.1)$$

$$E_y = \frac{\sqrt{G_T}}{A_{xpT}} \times E_{ISO} \quad (H.2)$$

where

G_T is the transmit antenna (AUT) gain;

η_0 is the impedance of free space;

P_T is the transmit power;

d is the distance between the antennas.

NOTE 1 The XPR measurement in 4.5.5 arbitrarily describes the AUT as Rx antenna in VP. For passive antennas, the use of the AUT as Tx antenna does not change the principles of uncertainty analysis. The terms co-polar and cross-polar in this annex consequently refer to VP and HP respectively. The AUT could also be used in HP, which then would mean that co-polar and cross-polar would refer to HP and VP. Here VP relates to the chamber (e.g. FAR) x-axis and HP relates to the chamber y-axis.

Ideally E_x and E_y are only determined by the properties of the AUT. However, there are sources of uncertainty caused by imperfections of the receive antenna and the test site (e.g. FAR). The XPR (A_{xp}) of each antenna is defined by the associated field-strength ratio (see Equation (H.3) for the AUT, transmit antenna):

$$A_{xpT} = \frac{E_x}{E_y} \quad (H.3)$$

$$\Phi_{aCx} = A_{xpR} \times \Phi_{aCo} \quad (H.4)$$

where Φ_{aCo} and Φ_{aCx} of Equation (H.4) are linear AFs ($F_{aCo} = 20\lg\Phi_{aCo}$ and $F_{aCx} = 20\lg\Phi_{aCx}$ are AFs in dB) of the non-ideal receive antenna (A_{xpR} relates to the calibrated receive AF and is also a linear ratio).

NOTE 2 Assuming that only one field strength component E_x exists, then the co-polarized receive antenna output voltage consists of two components $V_{Co} = E_x / \Phi_{aCo}$ and $V_{Cx} = E_x / \Phi_{aCx}$.

An error matrix for the anechoic chamber is defined to show how the true electric field strengths relate to the ideal AUT field strength. The matrix terms are described as errors, which in principle are deterministic values related to standing waves and cross-polar scattering in the chamber at each frequency. In this analysis they are processed as broadband statistical uncertainty contributions, because measurements of these matrix terms have uncertainties, and they are both frequency-dependent and location-dependent within the chamber.

$$\begin{bmatrix} E_x \\ E_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 + \delta_{xx} & \delta_{xy} \\ \delta_{yx} & 1 + \delta_{yy} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ 1/A_{xpT} \end{bmatrix} \times \sqrt{G_T} \times E_{ISO} \quad (H.5)$$

The chamber error terms describe reflections, which add uncertainty either in the same polarization as the original AUT field strengths (i.e. δ_{xx} and δ_{yy}), or in the other polarization (i.e. δ_{xy} and δ_{yx}). This analysis considers field components such that even a pure linearly-polarized electric field source will generate a small component along the cross-polar axis.

The chamber error terms are:

- δ_{xx} for VP wall reflections resulting from the true co-polar field strength, contributing to E_x ;
- δ_{xy} for VP wall reflections resulting from the true cross-polar field strength, contributing to E_x ;
- δ_{yy} for HP wall reflections resulting from the true cross-polar field strength, contributing to E_y ;
- δ_{yx} for HP wall reflections resulting from the true co-polar field strength, contributing to E_y .

Equation (H.6) and Equation (H.7) define the true field strength produced at the position of the Rx antenna. This field strength is measured in two polarizations by rotating the Rx antenna. From the electric field-strength expression of Equation (H.5) the AUT field strength is derived:

$$E_x \approx \sqrt{G_T} \times E_{ISO} (1 + \delta_{xx}) \quad (H.6)$$

$$E_y = \sqrt{G_T} \times E_{ISO} \left(\delta_{yx} + \frac{1 + \delta_{yy}}{A_{xpT}} \right) \quad (H.7)$$

In Equation (H.6) the second-order term ($\delta_{xy} \times \sqrt{G_T} \times E_{ISO} / A_{xpT}$) is dropped because it is negligibly small. The voltage V_{Co} is the receive antenna output voltage when it is co-polarized. Similarly, the voltage V_{Cx} is the receive antenna output voltage, when it is rotated from co-polar to cross-polar (VP to HP). It is clear from Equation (H.6) and Equation (H.7) that the measured XPR will depend on the magnitude of the cross-polar terms, per Equation (H.8).

$$\begin{bmatrix} V_{Co} \\ V_{Cx} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/\phi_{aCo} & 1/\phi_{aCx} \\ 1/\phi_{aCx} & 1/\phi_{aCo} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_x \\ E_y \end{bmatrix} = \frac{1}{\phi_{aCo}} \begin{bmatrix} 1 & 1/A_{xpR} \\ 1/A_{xpR} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_x \\ E_y \end{bmatrix} \quad (H.8)$$

The received voltage is derived assuming the chamber error terms are uncorrelated, and second order terms are removed if the typical value of the divisor is large [i.e. A_{xpR} will be > 20 (dimensionless)], per Equation (H.9) and Equation (H.10):

$$V_{Co} \approx \frac{E_x}{\phi_{aCo}} = \frac{\sqrt{G_T} \times E_{ISO}}{\phi_{aCo}} (1 + \delta_{xx}) \quad (H.9)$$

$$V_{Cx} = \frac{\sqrt{G_T} \times E_{ISO}}{A_{xpT} \times \phi_{aCo}} \times \left(1 \pm \delta_{yy} \pm [A_{xpT} \times \delta_{yx}] + \left[\frac{A_{xpT}}{A_{xpR}} \right] \times (1 \pm \delta_{xx}) \right) \quad (H.10)$$

The chamber delta terms (δ_{xx} etc.) will appear as frequency dependent oscillations about 0 dB. Over a broad range they may be considered as random contributions with symmetric PDF for this analysis. The term A_{xpT}/A_{xpR} , relates to the increase in measured V_{Cx} due to the polarization mismatch between the transmit antenna and the receive antenna. This term has an asymmetric PDF, however for the purposes of limit testing the relevant side of the PDF is finite and the worst case increase in V_{Cx} is used, which is indicated by the sign. This reduces the measured ratio A_{xpT} , and for simplicity this is represented as a systematic term in the uncertainty budget.

The XPR including its uncertainty is then calculated using the voltages from Equation (H.9) and Equation (H.10), per Equation (H.11) and Equation (H.12):

$$A_{xpT \text{ meas}} = \frac{V_{Co}}{V_{Cx}} \quad (H.11)$$

$$a_{xpT \text{ meas}} = 20 \lg \left(\frac{V_{Co}}{V_{Cx}} \right) \text{ in dB} \quad (H.12)$$

Rationale H5) in H.3 contains remarks about the terms in Equation (H.9) and Equation (H.10), and the chamber error matrix.

H.2 Example uncertainty estimate

The example shown in Table H.1 pertains to measuring a true XPR of 22 dB (12,6 linear ratio), with a dipole antenna that would have an XPR similar to a double-ridged horn (DRH) antenna. Because measurement of XPR depends on chamber performance, it is crucial to average several measurements in different locations, especially in a chamber with poor performance. Three measurements are assumed in this example, and hence for a Type A contribution the uncertainty of the mean value is obtained by the standard deviation divided by $\sqrt{3}$.

The chamber reflection terms are associated with the error terms in Equation (H.9) and Equation (H.10). The assumed values for chamber and receive antenna uncertainty are given in Table H.1, with an extra factor of 0,5 given to the cross-polar term (0,5 is an estimate subject to reduction upon further investigation). The uncertainty arising from the chamber errors may be estimated from chamber evaluation measurements.

**Table H.1 – Example uncertainty estimate for XPR measurement
in a FAR and assumed $a_{\text{xprT}} = 22$ dB, $a_{\text{xprR}} = 34$ dB**

Input quantity ^a X_i	Uncertainty in X_i			$u(x_i)$	Sensitivity c_i	$c_i u(x_i)$
	dB	linear	PDF	linear	Average of 3 measurements	for A_{xprT}
VNA reading, co-polar ^{H1)}	0,08	0,009 3	normal, $k = 1$	0,009 3	0,577	0,005 3
VNA reading, non-linearity cross-polar ^{H1)}	0,08	0,009 3	normal, $k = 1$	0,009 3	0,577	0,005 3
Antenna misalignment (2°) ^{H2)}		0,035 0	rectangular	0,020 2	0,577	0,011 7
Distance uncertainty (1 cm) ^{H3)}		0,005 0	rectangular	0,002 9	0,577	0,001 7
AUT depolarization due to environment ^{H4)}	0,1	0,011 6	rectangular	0,006 7	1	0,006 7
Rx ant. depolarization due to environment ^{H4)}	0,1	0,011 6	rectangular	0,006 7	1	0,006 7
Chamber reflection, $\delta_{\text{xx}} = 0,056$ ^{H5)}		0,056 0	triangular	0,022 9	0,577	0,013 2
$A_{\text{xprT}}/A_{\text{xprR}}$ ^{H5)}		0,251 5	rectangular	0,145 2	1	0,145 2
δ_{yy}		0,056 0	triangular	0,022 9	0,577	0,013 2
$(A_{\text{xprT}}/A_{\text{xprR}}) \times \delta_{\text{xx}}$		0,014 1	triangular	0,005 7	0,577	0,003 3
$A_{\text{xprT}} \times \delta_{\text{yx}}$ (with factor 0,5)		0,352 8	triangular	0,144 0	0,577	0,083 2
Combined standard uncertainty u_c					$k = 1$	0,169 2
Expanded uncertainty ku_c ^{H6)}					$k = 1,64$	0,277 6
Expanded uncertainty in dB			$20 \lg(1/[1+ku_c])$		$k = 1,64$	-2,13

^a Footnote references, e.g. ^{H1)}, refer to rationale details listed in H.3.

H.3 Rationale for the estimates of input quantities in Table H.1 and Table H.3

- H1) The reading uncertainty of a VNA has been assumed to be 0,08 dB, based on Type A repeatability testing. This value also contains the uncertainty due to the VNA nonlinearity, which affects the difference between the two readings.
- H2) If θ is the angle of misalignment, then $\delta E \propto \sin \theta \approx \theta \times (\pi/180)$, where θ is measured in degrees.
- H3) $\delta E \propto \delta d/d$ evaluated for $\delta d = 1$ cm uncertainty over $d = 200$ cm range, when the AUT is rotated.
- H4) The closeness of the chamber walls can influence the polarization purity of the AUT and Rx antenna. ‘Depolarization’ means (partial) change of polarization, e.g. by reflection effects or similar.
- H5) The delta terms in the chamber error matrix can be equal in worst-case conditions, which implies the distribution of electric field strength uncertainty is equal in both polarizations, even if the source is linearly polarized. This is unlikely to be true for a higher performance chamber with good absorbers, so the δ_{yx} and δ_{xy} terms can be reduced (a value of half is assumed). In the uncertainty estimate, a PDF factor of $\sqrt{6}$ (triangular) is assumed for chamber uncertainties based on an initial estimate that chamber reflections are more likely to be around zero (see the text following Equation (H.9) and Equation (H.10) in H.1).

The error terms in Equation (H.9) and Equation (H.10) show how the real electric field strengths couple into the measured XPR. It is worth understanding what the dominant terms in Table H.1 and Table H.3 relate to. The term $A_{\text{xprT}}/A_{\text{xprR}}$ relates to the fundamental limit of the measurement, i.e. the XPR of the receive antenna, as a ratio of the XPR level being measured, and this is not improved by averaging several measurements because it is a systematic uncertainty. The term $A_{\text{xprT}} \times \delta_{\text{yx}}$ relates to the cross-polar error of the chamber, which will make a co-polar field appear as cross-polar.

In a good chamber, it is assumed that this is half the co-polar error, and it is likely that this will be even less for directive antennas.

So far, all chamber performance data in this uncertainty estimate are based on assumptions. No specific test method or site validation method has yet been developed. The direct errors δ_{xx} and δ_{yy} may be derived from NSA or S_{VSWR} measurement results. The cross-polar terms δ_{yx} and δ_{xy} may then be estimated. After further experience is gained, this annex might be revised. Note the importance of using at least three averages taken at different locations in the FAR, which reduces the Type A terms and allows the chamber reflections to be considered more as random components, applied to each data point, rather than systematic with precise locations. A single measurement is applied at an OATS. Generally, an OATS is considered better than a FAR with good absorber material, and a large FAR is considered better than a small FAR.

- H6) Because the requirement in 4.5.5 is $A_{xp} > 20$ dB, it is possible to show that this is fulfilled with a level of confidence of 95 % if the condition $A_{xpT\text{ meas}}/(1 + 1,64u_c) > 10$ (or 20 dB) applies. The coverage factor of $k = 1,64$ (rather than $k = 2$) applies for a one-sided probability distribution (the value $k = 2$ is a widely accepted approximation for the exact two-sided value $k = 1,96$).

NOTE The measured ratio in Equation (H.11) shows that the outcome is more sensitive to uncertainty in the denominator, which will be a smaller voltage. When V_{Cx} is reduced by measurement uncertainty, the final ratio is then very large, but this is not important. For limit testing against a minimum A_{xpT} requirement, the largest positive uncertainty in V_{Cx} is taken such that the final ratio is reduced. Thus, as a reasonable approximation the worst-case uncertainty scales $(1/[1+k_u])$, and this value will change with different $A_{xpT\text{ meas}}$. An $A_{xpT\text{ meas}}$ of 12,6 was assumed in Table H.1, giving $A_{xpT95\%} = 12,6/(1+0,277\ 6) = 9,86$, which is equivalent to (22 dB – 2,13 dB).

The analysis demonstrates that the largest influence factor is the relationship A_{xpT}/A_{xpR} , and that a good chamber is preferred for accurate XPR measurement. Table H.2 gives an example of how the uncertainty changes with AUT XPR value, for fixed receive antenna properties. Using the values in the worked example, the interpretation is that a measured XPR of 22 dB indicates a 95 % probability that the true value is greater than 19,87.

For a better receive antenna ($a_{xpR} = 40$ dB) and an improved chamber ($\delta_{xx} = \delta_{yy} = 0,028$ and $\delta_{yx} = 0,014$), the effective limit value is improved. The improved uncertainty will be $20\lg(1/[1+1,64u_c]) = -1,16$ dB, and thus a measured XPR of 22 dB indicates a 95 % probability that the true value is greater than 20,84 dB.

Table H.2 – Uncertainties depending on other values of A_{xpT}
(other assumptions as in Table H.1)

a_{xpT} /dB	A_{xpT}	$20\lg(1/[1+1,64u_c])$ /dB
10	3,2	–0,68
13	4,5	–0,88
16	6,3	–1,16
18	7,9	–1,42
20	10,0	–1,74
22	12,6	–2,13
24	15,8	–2,59

H.4 Measurement of XPR below 100 MHz at an OATS

Where anechoic chambers do not perform well below 100 MHz, XPR may be measured at an OATS with the antennas at a large height above the ground plane. In this case it is assumed that the δ_{yx} and δ_{xy} error terms are negligible. Table H.3 shows this for a measurement at 6 m height and 3 m distance as an example.

**Table H.3 – Example uncertainty estimate for XPR measurement
at an OATS and assumed $a_{xpT} = 22$ dB, $a_{xpR} = 34$ dB**

Input quantity ^a X_i	Uncertainty in X_i			$u(x_i)$	Sensitivity c_i	$c_i u(x_i)$
	dB	δ linear	PDF	linear	1 measurement	for A_{xpT}
VNA reading, co-polar ^{H1)}	0,08	0,009 3	normal, $k = 1$	0,009 3	1	0,009 3
VNA reading, non-linearity cross-polar ^{H1)}	0,08	0,009 3	normal, $k = 1$	0,009 3	1	0,009 3
Antenna misalignment (2°) ^{H2)}		0,035 0	rectangular	0,020 2	1	0,020 2
Distance uncertainty (2 cm over 3 m range) ^{H3)}		0,007 0	rectangular	0,004 0	1	0,004 0
AUT depolarization due to environment ^{H4)}	0,1	0,011 6	rectangular	0,006 7	1	0,006 7
Rx ant. depolarization due to environment ^{H4)}	0,1	0,011 6	rectangular	0,006 7	1	0,006 7
Antenna mast reflection, $\delta_{xx} = 0,034$ ^{H5)}		0,034 0	triangular	0,013 9	1	0,013 9
A_{xpT}/A_{xpR} ^{H5)}		0,251 5	rectangular	0,145 2	1	0,145 2
A_{yy}		0,034 0	triangular	0,013 9	1	0,013 9
$(A_{xpT}/A_{xpR}) \times \delta_{xx}$		0,008 6	triangular	0,003 5	1	0,003 5
Combined standard uncertainty u_c					$k = 1$	0,148 9
Expanded uncertainty ku_c ^{H6)}					$k = 1,64$	0,244 2
Expanded uncertainty in dB			$20\lg(1/[1+ku_c])$		$k = 1,64$	-1,90

^a Footnote references, e.g. ^{H1)}, refer to rationale details listed in H.3.

Annex I (informative)

Measurement uncertainties of COMTS validation results in the frequency range 9 kHz to 30 MHz

I.1 Quantities to be considered for COMTS validation using the NSIL method

The measurand ΔA_i is calculated as per Equation (I.1), with the symbols described in Table I.1:

$$\Delta A_i = V_{\text{DIRECT}} - V_{\text{SITE}} - (F_{\text{aH,T}} + F_{\text{aH,R}}) - A_{\text{Ni}} + \delta V_{\text{ISO}} + \delta V_{\text{M1}} + \delta V_{\text{M2}} + \delta V_{\text{M3}} + \delta A_{\text{POW}} + \delta V_{\text{RAD}} + \delta V_{\text{TAD}} + \delta V_{\text{SRTX}} + \delta V_{\text{SRRX}} + \delta V_{\text{PD}} + \delta V_{\text{PH}} + \delta V_{\text{PVA}} + \delta V_{\text{PLA}} \quad (\text{I.1})$$

**Table I.1 – Example measurement uncertainty budget for
COMTS validation using the NSIL method**

Input quantity	X_i	Uncertainty of x_i		$u(x_i)$	c_i	$ c_i u(x_i) $
		dB	Probability distribution function	dB		dB
VNA reading ¹	V_{DIRECT}	±0,01	Rectangular	0,006	1	0,006
VNA reading ²	V_{SITE}	±0,5	Rectangular	0,289	–1	0,289
Isolation ³	δV_{ISO}	±0,01	Rectangular	0,006	1	0,006
Magnetic field antenna factor Tx ⁴	$F_{\text{aH,T}}$	±0,6	Normal ($k = 2$)	0,3	–1	0,3
Magnetic field antenna factor Rx ⁴	$F_{\text{aH,R}}$	±0,6	Normal ($k = 2$)	0,3	–1	0,3
NSIL values ⁵	A_{Ni}	±0,1	Normal ($k = 2$)	0,05	–1	0,05
Mismatch:						
Amplifier – Attenuator - Port 2 ⁶	δV_{M1}	–0,21/+0,21	U-shaped	0,148	1	0,148
Amplifier – Tx antenna ⁷	δV_{M2}	–1,02/+0,92	U-shaped	0,685	1	0,685
Rx antenna – Port 2 ⁸	δV_{M3}	–0,31/+0,30	U-shaped	0,219	1	0,219
Attenuator ⁹	δA_{POW}	±0,1	Normal ($k = 2$)	0,05	1	0,05
Drift:						
Receive antenna ¹⁰	δV_{RAD}	±0	Normal ($k = 2$)	0	1	0
Transmit amplifier ¹¹	δV_{TAD}	±0,1	Normal ($k = 2$)	0,05	1	0,05
Secondary radiation of antenna cable:						
Transmit antenna ¹²	δV_{SRTX}	±0,1	Rectangular	0,058	1	0,058
Receive antenna ¹²	δV_{SRRX}	±0,1	Rectangular	0,058	1	0,058
Antenna positioning:						
Distance error ¹³	δV_{PD}	±0,3	Rectangular	0,173	1	0,173
Height error ¹⁴	δV_{PH}	±0,03	Rectangular	0,017	1	0,017
Vertical alignment ¹⁵	δV_{PVA}	±0,06	Rectangular	0,035	1	0,035
Lateral alignment ¹⁶	δV_{PLA}	±0,03	Rectangular	0,017	1	0,017
Superscripts refer to the numbered NOTES of I.1.						

Because correlated input quantities exist, an additional term is taken into account as per Equation (I.2); see NOTE 4.

$$u_c^2(\Delta A_i) = \sum c_i^2 u^2(x_i) + 2c(F_{aH,T})c(F_{aH,R})u(F_{aH,T})u(F_{aH,R})r, \quad r = 1 \quad (1.2)$$

Hence: $2u_c(\Delta A_i) = 2,03 \text{ dB}$.

Table I.1 is valid if a VNA is used; if a separate signal generator and measuring receiver are used then V_{DIRECT} , V_{SITE} , and δV_{ISO} should be reconsidered.

A lower uncertainty can be achieved if the two antennas are calibrated together in accordance with Annex N. In this case the contributors for $F_{aH,T}$ and $F_{aH,R}$ are replaced by one contributor, for both antennas (calculated in accordance with Annex N), having a normal probability distribution ($k = 2$), and the correlation factor is removed.

Hence: $2u_c(\Delta A_i) = 1,81 \text{ dB}$.

NOTE 1 The uncertainty contribution from V_{DIRECT} is based on the specified trace noise and the influence of the noise floor given by the VNA manufacturer. Typically, the influence of the nonlinearity can be neglected. If this assumption is not valid, another contribution can be considered based on the specification of the VNA manufacturer.

NOTE 2 For V_{SITE} , when a signal with a low magnitude is measured, the main influence is the noise. The value of the noise depends on the SNR. If the signal is 30 dB above the DANL value this influence is 0,5 dB. For large measurement distances, i.e. 10 m where this value is not feasible, the contribution is set accordingly.

NOTE 3 For δV_{ISO} , because of the high dynamic range, isolation between transmit antenna and receive antenna sides can be an issue. Checking the available dynamic range and searching for and eliminating ground loops can avoid this issue.

NOTE 4 For $F_{aH,T}$ and $F_{aH,R}$, Type B contributions are dominant in the uncertainty budget of the antenna calibration. In the most likely case that the transmit antenna and receive antenna are calibrated in the same calibration laboratory, both uncertainties are correlated with a correlation factor r of 1.

NOTE 5 Further information on the accuracy of NSIL values A_{Ni} is given in Annex L.

NOTE 6 The contribution δV_{M1} occurs if the transmit antenna and receive antenna cables are connected to each other (V_{DIRECT}). It is assumed that the power amplifier has a VSWR of 2:1 and Port 2 of the VNA has a return loss of 15 dB. A 30 dB attenuator with a VSWR of 1,1:1 is used to protect Port 2 of the VNA.

NOTE 7 The contribution δV_{M2} occurs during V_{SITE} measurement. This strongly depends on the antenna VSWR, due to the construction of the transmit antenna, with assumed VSWR of 2:1. The power amplifier is assumed to have a VSWR of 2:1.

NOTE 8 The contribution δV_{M3} occurs during V_{SITE} measurement. Mismatch is not critical for an active receive antenna, because a VSWR of 1,5:1 is typical. It is assumed that Port 2 of the VNA has a return loss of 15 dB.

NOTE 9 If a power amplifier is used during the measurement, a calibrated attenuator is used to measure V_{DIRECT} ; see 5.5.2. If a power amplifier is not used, then the δA_{POW} contribution can be omitted.

NOTE 10 The drift of the antenna factor of the active receive antenna, δV_{RAD} , might occur due to a temperature change between antenna calibration and COMTS validation.

NOTE 11 The drift of the gain of the transmit amplifier, δV_{TAD} , depends on amplifier stability and temperature change during measurement.

NOTE 12 The contributions δV_{SRTX} and δV_{SRRX} depend on properties of the antennas and the ferrite loading on the cables. This can be found experimentally by performing several measurements with several cable positions.

NOTE 13 The uncertainty contribution δV_{PD} is due to not maintaining the correct antenna distance. An accuracy of $\pm 2 \text{ cm}$ is assumed. The uncertainty contribution in dB is calculated by using numerical simulation.

NOTE 14 The uncertainty contribution δV_{PH} is due to not maintaining the correct antenna height. An accuracy of $\pm 1 \text{ cm}$ is assumed. The uncertainty contribution in dB is calculated by using numerical simulation.

NOTE 15 The uncertainty contribution δV_{PVA} is due to not maintaining both antennas parallel to each other. An accuracy of $\pm 4^\circ$ is assumed. The uncertainty contribution in dB is calculated by using numerical simulation.

NOTE 16 The uncertainty contribution δV_{PLA} is due to a lateral offset between the antenna axes. An accuracy of ± 1 cm is assumed. The uncertainty contribution in dB is calculated by using numerical simulation.

I.2 Quantities to be considered for COMTS validation using the RSM method

The measurand ΔA_i is calculated as per Equation (I.3), with the symbols described in Table I.2:

$$\begin{aligned} \Delta A_i = & V_{\text{DIRECT}} - V_{\text{SITE}} - A_{\text{LPR}} + \delta V_{\text{ISO}} + \delta V_{\text{M1}} + \delta V_{\text{M2}} + \delta V_{\text{M3}} + \delta A_{\text{POW}} \\ & + \delta V_{\text{RAD}} + \delta V_{\text{TAD}} + \delta V_{\text{SRTX}} + \delta V_{\text{SRRX}} + \delta V_{\text{PD}} + \delta V_{\text{PH}} + \delta V_{\text{PVA}} + \delta V_{\text{PLA}} \end{aligned} \quad (\text{I.3})$$

Table I.2 – Example measurement uncertainty budget for COMTS validation using the RSM method

Input quantity	X_i	Uncertainty of x_i		$u(x_i)$	c_i	$ c_i u(x_i) $
		dB	Probability distribution function	dB		dB
VNA reading ¹	V_{DIRECT}	$\pm 0,01$	Rectangular	0,006	1	0,006
VNA reading ²	V_{SITE}	$\pm 0,5$	Rectangular	0,289	–1	0,289
Isolation ³	δV_{ISO}	$\pm 0,01$	Rectangular	0,006	1	0,006
Antenna pair reference ⁴	A_{LPR}	± 1	Normal ($k = 2$)	0,5	–1	0,5
Mismatch:						
Amplifier – Attenuator - Port 2 ⁵	δV_{M1}	–0,21/+0,21	U-shaped	0,148	1	0,148
Amplifier – Tx antenna ⁶	δV_{M2}	–1,02/+0,92	U-shaped	0,685	1	0,685
Rx antenna – Port 2 ⁷	δV_{M3}	–0,31/+0,30	U-shaped	0,219	1	0,219
Attenuator ⁸	δA_{POW}	$\pm 0,1$	Normal ($k = 2$)	0,05	1	0,05
Drift:						
Receive antenna ⁹	δV_{RAD}	± 0	Normal ($k = 2$)	0	1	0
Transmit amplifier ¹⁰	δV_{TAD}	$\pm 0,1$	Normal ($k = 2$)	0,05	1	0,05
Secondary radiation of antenna cable:						
Transmit antenna ¹¹	δV_{SRTX}	$\pm 0,1$	Rectangular	0,058	1	0,058
Receive antenna ¹¹	δV_{SRRX}	$\pm 0,1$	Rectangular	0,058	1	0,058
Antenna positioning:						
Distance error ¹²	δV_{PD}	$\pm 0,3$	Rectangular	0,173	1	0,173
Height error ¹³	δV_{PH}	$\pm 0,03$	Rectangular	0,017	1	0,017
Vertical alignment ¹⁴	δV_{PVA}	$\pm 0,06$	Rectangular	0,035	1	0,035
Lateral alignment ¹⁵	δV_{PLA}	$\pm 0,03$	Rectangular	0,017	1	0,017
Superscripts refer to the numbered NOTES of I.2.						

Hence: $2u_c(\Delta A_i) = 1,91$ dB.

Table I.2 is valid if a VNA is used; if a separate signal generator and measuring receiver are used then V_{DIRECT} , V_{SITE} and δV_{ISO} should be reconsidered.

NOTE 1 The uncertainty contribution from V_{DIRECT} is based on the specified trace noise and the influence of the noise floor given by the VNA manufacturer. Typically, the influence of the nonlinearity can be neglected. If this assumption is not valid, another contribution can be considered based on the specification of the VNA manufacturer.

NOTE 2 For V_{SITE} , when a signal with a low magnitude is measured, the main influence is the noise. The value of the noise depends on the SNR. If the signal is 30 dB above the DANL value this influence is 0,5 dB. For large measurement distances, i.e. 10 m where this value is not feasible, the contribution is set accordingly.

NOTE 3 For δV_{ISO} , because of the high dynamic range, isolation between transmit antenna and receive antenna sides can be an issue. Checking the available dynamic range and searching for and eliminating ground loops can avoid this issue.

NOTE 4 Contribution from measurement uncertainty of the antenna pair reference site insertion loss A_{LPR} between the antenna pair at a REFTS.

NOTE 5 The contribution δV_{M1} occurs if the transmit antenna and receive antenna cables are connected to each other (V_{DIRECT}). It is assumed that the power amplifier has a VSWR of 2:1 and Port 2 of the VNA has a return loss of 15 dB. A 30 dB attenuator with a VSWR of 1,1:1 is used to protect Port 2 of the VNA.

NOTE 6 The contribution δV_{M2} occurs during V_{SITE} measurement. This strongly depends on the antenna VSWR, due to the construction of the transmit antenna, with assumed VSWR of 2:1. The power amplifier is assumed to have a VSWR of 2:1.

NOTE 7 The contribution δV_{M3} occurs during V_{SITE} measurement. Mismatch is not critical for an active receive antenna, because a VSWR of 1,5:1 is typical. It is assumed that Port 2 of the VNA has a return loss of 15 dB.

NOTE 8 If a power amplifier is used during the measurement, a calibrated attenuator is used to measure V_{DIRECT} ; see 5.5.2. If a power amplifier is not used, then the δV_{POW} contribution can be omitted.

NOTE 9 The drift of the antenna factor of the active receive antenna contribution, δV_{RAD} , might occur due to temperature change between antenna calibration and COMTS validation.

NOTE 10 The drift of the gain of the transmit amplifier contribution, δV_{TAD} , depends on amplifier stability and temperature change during measurement.

NOTE 11 The contributions δV_{SRTX} and δV_{SRRX} depend on properties of the antennas and the ferrite loading on the cables. This can be found experimentally by performing several measurements with several cable positions.

NOTE 12 The uncertainty contribution δV_{PD} is due to not maintaining the correct antenna distance. An accuracy of ± 2 cm is assumed. The uncertainty contribution in dB is calculated by using numerical simulation.

NOTE 13 The uncertainty contribution δV_{PH} is due to not maintaining the correct antenna height. An accuracy of ± 1 cm is assumed. The uncertainty contribution in dB is calculated by using numerical simulation.

NOTE 14 The uncertainty contribution δV_{PVA} is due to not maintaining both antennas parallel to each other. An accuracy of $\pm 4^\circ$ is assumed. The uncertainty contribution in dB is calculated by using numerical simulation.

NOTE 15 The uncertainty contribution δV_{PLA} is due to a lateral offset between the antenna axes. An accuracy of ± 1 cm is assumed. The uncertainty contribution in dB is calculated by using numerical simulation.

Annex J (normative)

Derivation of NSIL values in the frequency range 9 kHz to 30 MHz

J.1 General

In 1982 A.A. Smith et al. [28] introduced the concept of normalized site attenuation for antennas, which has since been adopted by the standardization committees. The idea is to separate the characteristic of the antennas from the site attenuation, by assuming Hertzian dipoles. The method works reasonably well, except for:

- mutual coupling between antennas and ground plane;
- directional antennas.

Both exceptions remain as systematic errors.

This principle can be adapted for loop antennas in the frequency range from 9 kHz to 30 MHz. The analytical derivation of the site insertion loss by Greene's formula is possible and feasible if a homogenous current distribution around the loop circumference is assumed. This is the case when the loop circumference is very small compared to the wavelength. Where this is not the case, e.g. for a loop size approaching the maximum size criterion specified in 4.3.2, a non-uniform current distribution is taken into account, which requires computer simulation. NEC [27] is well suited for this kind of problem and is publicly available free of charge.

Simulations show that the NSIL values depend on the diameters of the two antennas and on the positioning of their feed points (see Figure J.3) [33]. Therefore, providing tables of NSIL values in this document, similar to Table 2 (for NSA, within 30 MHz to 1 000 MHz), is not possible. The NSIL values shall be calculated in accordance with J.4, using the SIL values determined as per J.3, and the loop antenna factors simulated as per J.2. The latter shall be based on the dimensions of the two loop antennas used for site validation measurements, and on the positioning of their feed points during those measurements.

NOTE 1 Two dimensional parameters are required for each loop antenna: 1) loop diameter (which is centre-to-centre of the loop antenna shield), and 2) diameter of its loop wire (the loop antennas used for site validation are single turn; as described in 4.3.2.1). The latter is not usually published by manufacturers of loop antennas. If information on the loop wire diameter is not available, this can be approximated for the purpose of simulating its antenna factor as per J.2. The dependency of NSIL on the loop wire diameter of the two loop antennas is negligible (see Figure J.1).

NOTE 2 The simulations for determining the NSIL assume passive loop antennas are used for the transmit antenna and the receive antenna. This results in very high SIL values, especially for a measurement distance of 10 m. However, the actual site validation measurements can be performed with an active loop receive antenna, resulting in a high dynamic range for the entire measurement system.

J.2 Magnetic field antenna factor

The magnetic field antenna factor, defined in 3.1.2.5 of CISPR 16-1-6:2014 and CISPR 16-1-6:2014/AMD2:2022, can be simulated with the following NEC code.

CM CISPR 16-1-4: Annex J

CM Simulation of the magnetic field antenna factor

CM 60 cm diameter

CM 1 mm wire radius

CM 50 Ohm system impedance

CM

CE

GA 1 36 0.30 360 0 0.001

GM 0 0 0 -5 0 0 0 0 1

GE 0

GN -1

EK

LD 0 1 1 1 50 0 0

EX 1 1 1 0 0 0 0 0 0

FR 0 1 0 0 30.000 1

PT 1 1 1 0

XQ

NOTE 1 Related to the 9th line in the code (GM 0 0 0 -5 0 0 0 0 1): The rotation of the loop around the Y-axis by -5° is used to align the feed point segment exactly to the X-axis. This value is calculated by half of 360° divided by the number of segments.

In this code the following parameters can be modified:

GA 1 36 X 360 0 Y where X is the loop radius and Y the wire radius, in m;

LD 0 1 1 1 Z 0 0 where Z is the system impedance, in Ω;

FR 0 1 0 0 F 1 where F is the frequency, in MHz.

NOTE 2 For wire radius Y the radius of the shielding is not taken into account. However, the exact value of wire radius is not critical; see Figure J.1.

NOTE 3 The examples included in this annex assume a loop antenna diameter of 60 cm. However, such a loop diameter is only possible for an ideal loop, having an infinitely thin wire and shield (very small thickness of the shield, approximated as 0 m diameter), because otherwise the loop would not comply with the size criterion in 4.3.2. In practice, the actual loop antenna diameter used for site validation measurements is used in simulations.

This source code simulates a loop antenna which is illuminated with a 1 V/m homogenous plane wave. In the simulation output the current through the impedance Z is printed as follows, example for 30 MHz:

THETA (DEG)	PHI (DEG)	- CURRENT - MAGNITUDE	- PHASE	SEG NO.
0.00	0.00	4.2927E-04	6.08	1

NOTE 4 Consult NEC manual [27] for designation of the Cartesian coordinate system.

So, the magnetic field antenna factor can be found as per Equation (J.1)

$$F_{aH} = \frac{H}{V} = \frac{E}{\eta IZ} \quad (J.1)$$

where

F_{aH} is the magnetic field antenna factor, in S/m;

H is the magnetic field strength of the impinging electromagnetic field, in A/m;

E is the electric field strength of the impinging electromagnetic field, in V/m, (i.e. 1 V/m);

V is the voltage magnitude across the load, in V;

I is the current magnitude through the load, in A;

Z is the load impedance, in Ω (50 Ω);

η is the free space impedance, in Ω (approximated by the value 376,73 Ω).

J.3 Site insertion loss

For simulation of the site insertion loss two antennas are involved, one to transmit and one to receive, as follows:

CM CISPR 16-1-4: Annex J

CM Simulation of the site insertion loss

CM Hx coaxial

CM 3 m distance

CM 60 cm diameter

CM 1 mm wire radius

CM 50 Ohm system impedance

CM

CE

GA 1 36 0.3 0 360 0.001

GA 2 36 0.3 0 360 0.001

GM 0 0 0 -85 0 0 0 1.3 1

GM 0 0 0 0 0 0 3 0 2

GE 1

GN 1

EK

EX 0 1 1 00 2 0

LD 0 1 1 1 50 0 0

LD 0 2 1 1 50 0 0

FR 0 1 0 0 30.000 1

PT 0 2 1 1

XQ

Again, the following parameters can be modified:

GA 1 36 X 360 0 Y where X is the loop radius and Y the wire radius, transmit, in m;

GA 2 36 X 360 0 Y where X is the loop radius and Y the wire radius, receive, in m;

GM 0 0 0 0 0 0 D 0 2 where D is the measurement distance, in m;

LD 0 1 1 1 Z 0 0 where Z is the system impedance, transmit, in Ω ;

LD 0 2 1 1 Z 0 0 where Z is the system impedance, receive, in Ω ;

FR 0 1 0 0 F 1 where F is the frequency, in MHz.

Other set-ups can be analyzed by modifying these lines in the code; see Figure J.4 for the schematic of the set-up:

GM 0 0 0 -85 0 0 0 1.3 1 for H_x coaxial

GM 0 0 0 0 0 0 3 0 2

GM 0 0 0 -85 90 0 0 1.3 1 for H_y coplanar

GM 0 0 0 0 0 0 3 0 2

GM 0 0 -90 0 -5 0 0 1.3 1 for H_z coplanar

GM 0 0 0 0 180 0 3 0 2

NOTE 1 Consult NEC manual [27] for the description of the GM command. The feed point location can be changed by modifying the content of column 3 through column 5, which are responsible for the rotation of the object.

From the output, select the current through the impedance of the receive antenna as follows, example for H_x at 30 MHz:

SEG. NO.	TAG NO.	COORD. X	OF SEG. Y	CENTER Z	SEG. LENGTH	REAL	IMAG.	MAG.	PHASE
37	2	0.0000	0.3002	0.1600	0.00523	-1.5829E-06	1.8619E-06	2.4438E-06	130.368

NOTE 2 Both antennas have 36 segments, so the first segment of the receive antenna, where the load is placed, is designated as segment number 37.

Use Equation (J.2) to calculate the site insertion loss:

$$A_i = -20 \lg \left(\frac{IZ}{V} \right) \quad (\text{J.2})$$

where

A_i is the site insertion loss, in dB;

I is the current magnitude through the load, in A;

Z is the load impedance, in Ω (50 Ω);

V is the voltage magnitude across the load during direct connection, in V, and is equal to 1 V. The reason for this number is the excitation voltage of the transmit loop of 2 V (source code line EX). During V_{DIRECT} determination, the voltage across the load is half of this, due to equal source and load impedances.

J.4 Normalized site insertion loss

With the simulated antenna factor and simulated site insertion loss, the normalized site insertion loss is per Equation (J.3):

$$A_{Ni} = A_i - F_{aH,T} - F_{aH,R} \quad (\text{J.3})$$

where

A_{Ni} is the normalized site insertion loss, in dB(m²/S²);

A_i is the site insertion loss, as per J.3, in dB;

$F_{aH,T}$ is the magnetic field antenna factor of the transmit antenna, as per J.2, in dB(S/m);

$F_{aH,R}$ is the magnetic field antenna factor of the receive antenna, as per J.2, in dB(S/m).

Typically, a pair of antennas with the same diameter is used for site validation.

The NSIL is not dependent on the wire diameter. This is proved by variation of the wire radius in the range from 0,001 m to 0,01 m in H_x orientation at 3 m distance for a 60 cm loop antenna; see Figure J.1. The variation is less than 0,02 dB, and can be neglected.

Above 1 MHz, the NSIL is dependent on the diameters of the two loop antennas and on the positioning of their feed points [33]. This can be seen if the loop diameter (15 cm, 30 cm, and 60 cm) and the location of the feed point are modified; see Figure J.3. The feed point is set to a specific location (1) and to its opposite (2); see Figure J.2. Moderate to significant variations can be observed, depending on orientation and frequency. Therefore, the feed point locations of the two antennas used for determining the NSIL values (per J.3) shall be the same as those used in actual site validation measurements.

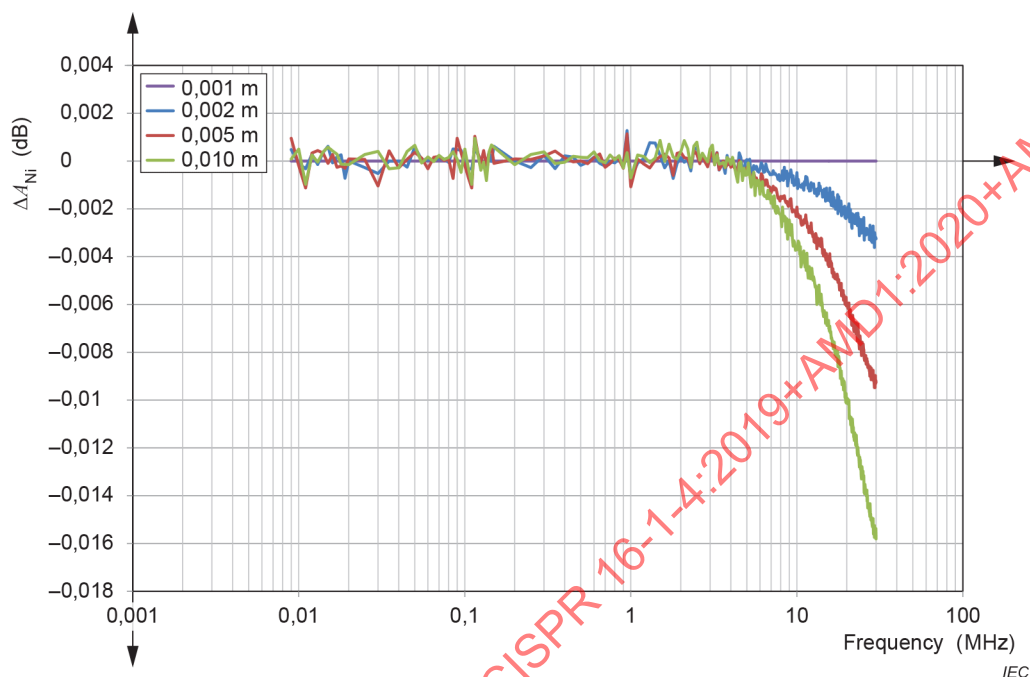
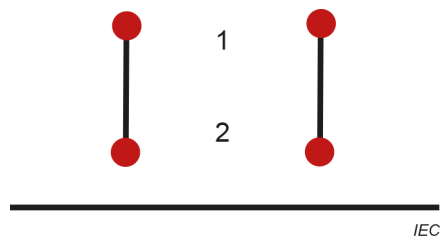
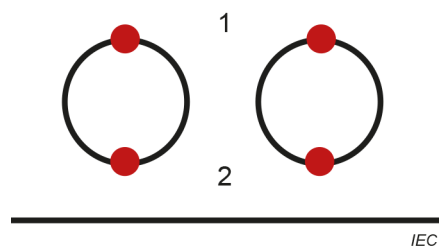


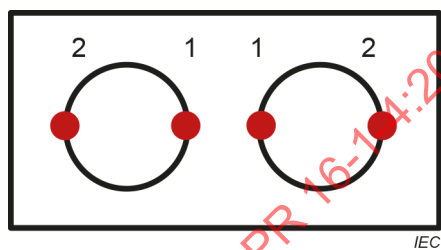
Figure J.1 – Investigation of wire radius, normalized to 0,001 m



a) H_x lateral view

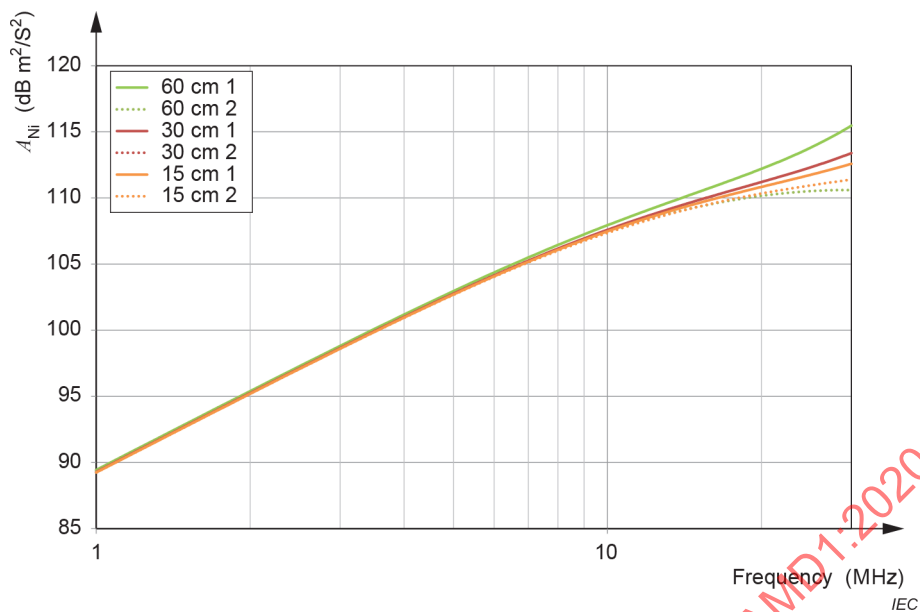


b) H_y lateral view

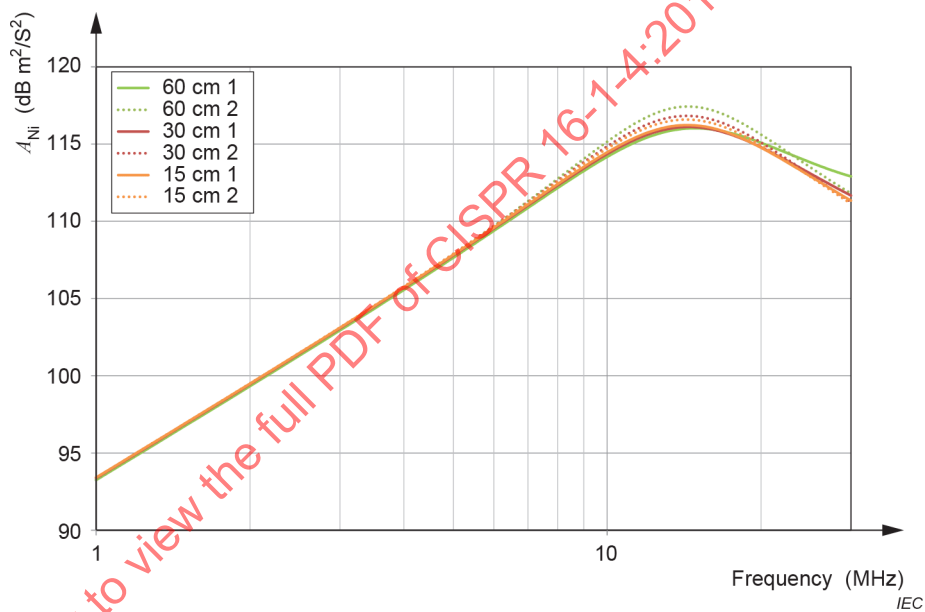


c) H_z top view

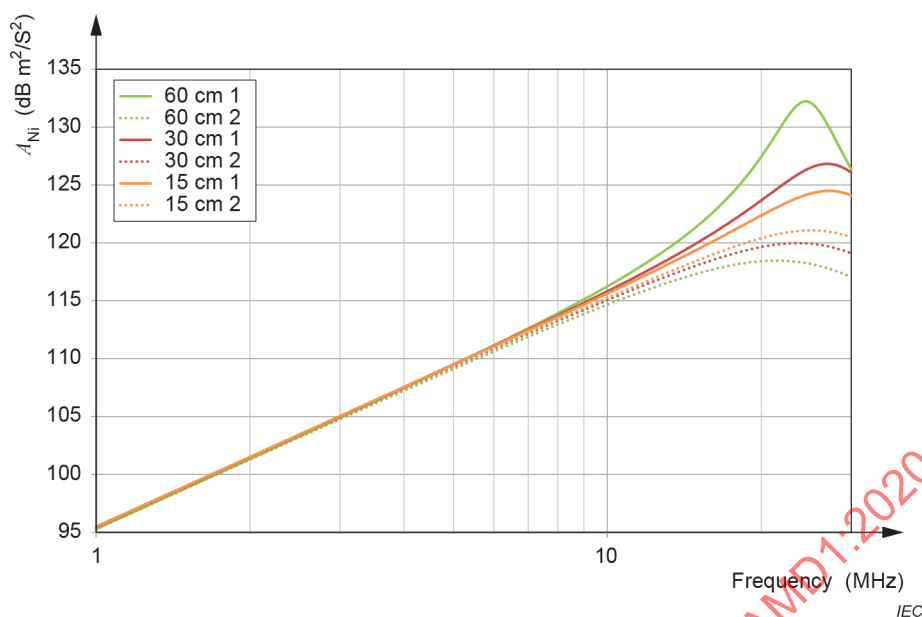
Figure J.2 – Investigation of feed point location (not to scale)



a) H_x



b) H_y



c) H_z

Figure J.3 – Variation of NSIL values for various set-ups, for a distance of 3 m, $h = 1,3$ m

J.5 NSIL tables

A calculation example for a 60 cm loop diameter is given in reduced tabular form; see Table J.1, Table J.2, Table J.3, and Figure J.5. The full tables can be found at the IEC webpage under the documents section of the CISPR/A dashboard by clicking this link: https://www.iec.ch/dyn/www/f?p=103:227:15032641706403:::FSP_ORG_ID,FSP_LANG_ID:1327,25.

These values are valid for the feed point locations given in Figure J.4. For measurements in H_x and H_y the feed point is on the top, for each loop antenna; for H_z , the feed points are on opposite lateral sides.

Additional NSIL tables for a circular loop with 50 cm diameter and a 60 cm square loop can be found at the cited IEC webpage.

If other loop diameters or other feed point locations are used, the NSIL values shall be re-calculated. Typically, antenna manufacturers publish NSIL values for their products.

To maintain traceability, the following parameters shall be documented:

- the loop diameter;
- the feed point location;
- the NEC source code;
- the NEC version.

Before using the recalculated NSIL values for a certain set-up, the calculation method and software shall be validated. Therefore, the replication of the results given in Table J.1, Table J.2, and Table J.3 shall be attempted. This validation shall provide differences less than 0,1 dB.

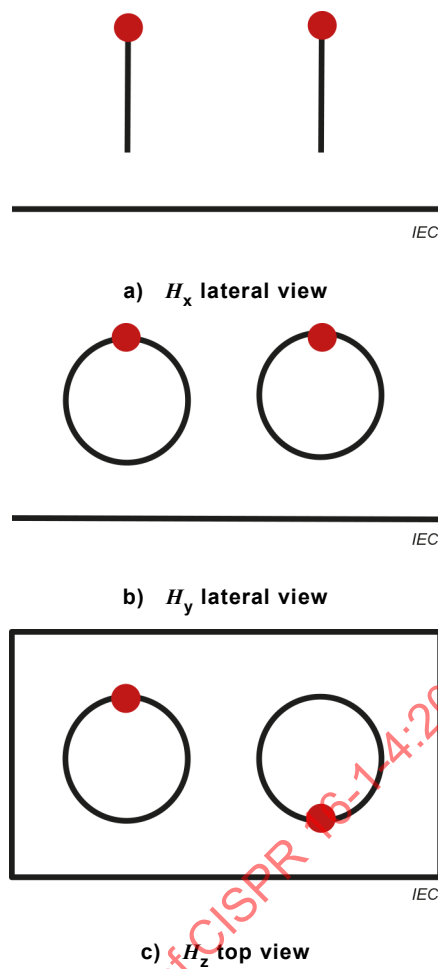
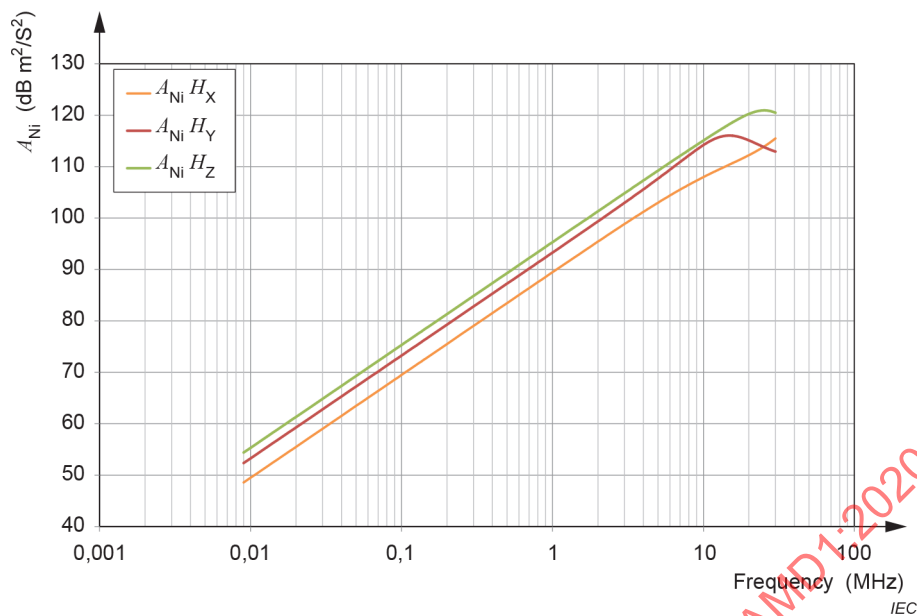
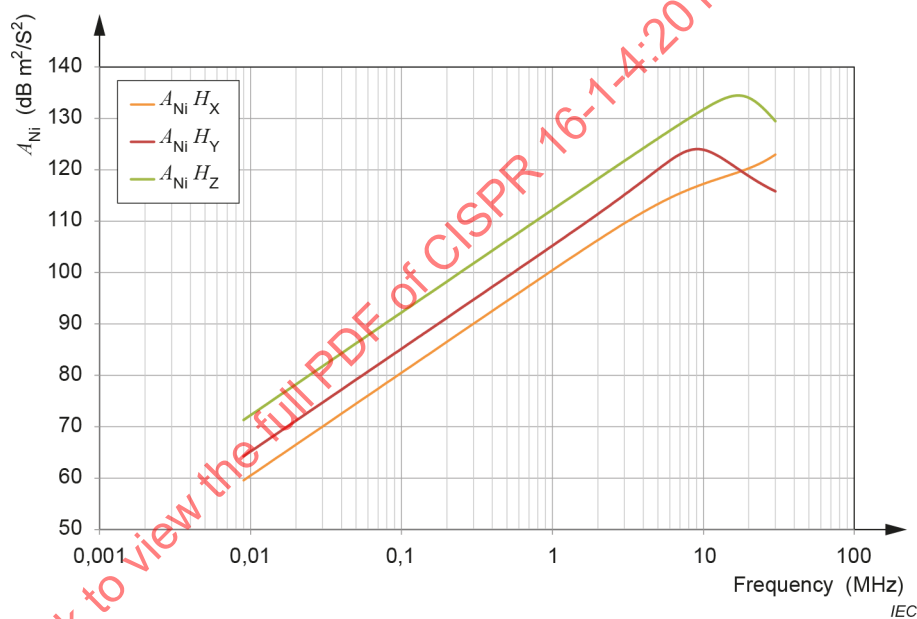


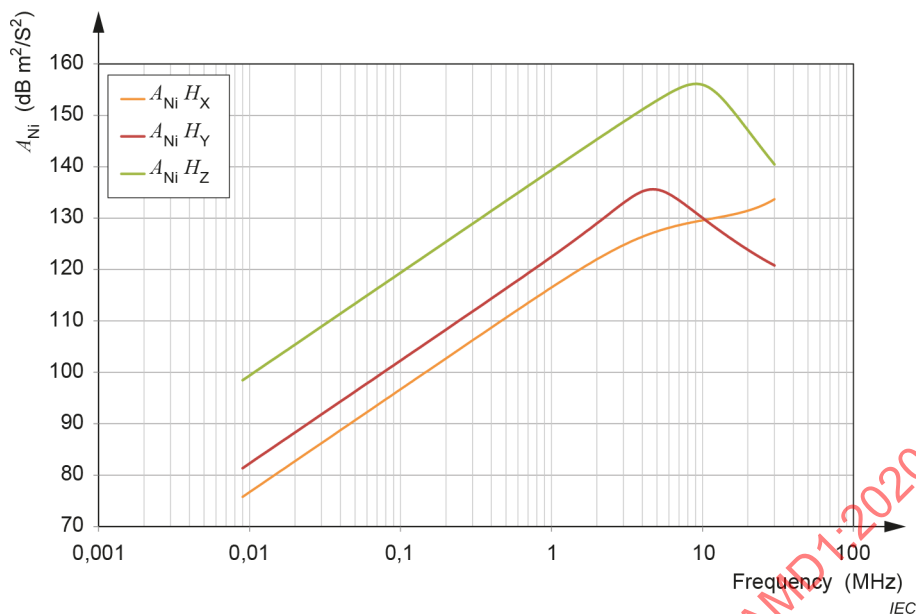
Figure J.4 – Specification of feed point location for tabular values (not to scale)



a) 3 m



b) 5 m



c) 10 m

**Figure J.5 – Calculation examples, loop diameter 60 cm,
feed point location per Figure J.4**

Table J.1 – Calculation examples (loop diameter 60 cm, $d = 3$ m, $h = 1,3$ m)

Frequency MHz	F_{aH} dB(S/m) ^a	$A_i H_x$ dB	$A_i H_y$ dB	$A_i H_z$ dB	$A_{Ni} H_x$ dB(m ² /S ²)	$A_{Ni} H_y$ dB(m ² /S ²)	$A_{Ni} H_z$ dB(m ² /S ²)
0,009	33,98	116,51	120,28	122,33	48,55	52,33	54,38
0,010	33,06	115,59	119,37	121,42	49,47	53,24	55,29
0,1	13,07	95,60	99,37	101,42	69,47	73,24	75,29
1	-6,63	76,20	80,01	82,04	89,45	93,26	95,29
10	-17,67	72,52	78,75	79,63	107,86	114,09	114,97
20	-18,07	75,67	78,55	83,69	111,82	114,70	119,84
30	-18,16	78,26	75,69	83,24	114,58	112,01	119,56

^a The calculations in this table assume two identical loop antennas, for the transmit antenna and the receive antenna, each having an antenna factor as listed in this column.

Table J.2 – Calculation examples (loop diameter 60 cm, $d = 5$ m, $h = 1,3$ m)

Frequency MHz	F_{aH} dB(S/m) ^a	$A_i H_x$ dB	$A_i H_y$ dB	$A_i H_z$ dB	$A_{Ni} H_x$ dB(m ² /S ²)	$A_{Ni} H_y$ dB(m ² /S ²)	$A_{Ni} H_z$ dB(m ² /S ²)
0,009	33,98	127,55	132,22	139,28	59,59	64,26	71,33
0,01	33,06	126,63	131,30	138,37	60,51	65,18	72,24
0,1	13,07	106,64	111,31	118,37	80,51	85,18	92,24
1	-6,63	87,20	91,97	98,99	100,45	105,22	112,24
10	-17,67	81,81	88,46	96,29	117,14	123,80	131,63
20	-18,07	83,73	82,23	97,45	119,88	118,38	133,60
30	-18,16	85,74	78,60	92,24	122,06	114,92	128,57

^a The calculations in this table assume two identical loop antennas, for the transmit antenna and the receive antenna, each having an antenna factor as listed in this column.

Table J.3 – Calculation examples (loop diameter 60 cm, $d = 10$ m, $h = 1,3$ m)

Frequency MHz	F_{aH} dB(S/m) ^a	$A_i H_x$ dB	$A_i H_y$ dB	$A_i H_z$ dB	$A_{Ni} H_x^2$ dB(m ² /S ²)	$A_{Ni} H_y^2$ dB(m ² /S ²)	$A_{Ni} H_z^2$ dB(m ² /S ²)
0,009	33,98	143,74	149,32	166,41	75,78	81,37	98,46
0,01	33,06	142,82	148,41	165,50	76,70	82,28	99,37
0,1	13,07	122,83	128,41	145,50	96,70	102,28	119,37
1	–6,63	103,25	109,22	126,10	116,50	122,47	139,35
10	–17,67	94,14	94,63	120,52	129,47	129,96	155,85
20	–18,07	94,90	87,30	110,55	131,05	123,44	146,70
30	–18,16	96,46	83,58	103,22	132,78	119,90	139,55
^a The calculations in this table assume two identical loop antennas, for the transmit antenna and the receive antenna, each having an antenna factor as listed in this column.							

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of CISPR 16-1-4:2019+AMD1:2020+AMD2:2023 CSV

Annex K (informative)

Recommendations for the design of test sites in the frequency range 9 kHz to 30 MHz

K.1 General

This informative annex gives guidance on the design of test sites. The size of the site as well as the clearance to nearby objects have an impact on the performance. Also, the properties of the ground plane influence the site validation result.

K.2 Dimensions and quality of the ground plane

The ground plane of a test site should be an electrically conductive flat surface. The recommended minimum ground plane dimensions are determined by the smallest rectangular area that encompasses:

- the circular area that extends 1 m beyond the test volume in all directions; and
- the circular area that extends 1 m beyond the measurement antenna, when oriented with the loop plane parallel to the ground plane, and its supporting structure in all directions.

The measurement distance is measured from the periphery of the test volume and the reference point of the receive antenna.

The recommended minimum rectangular area of the ground plane is depicted in Figure K.1.

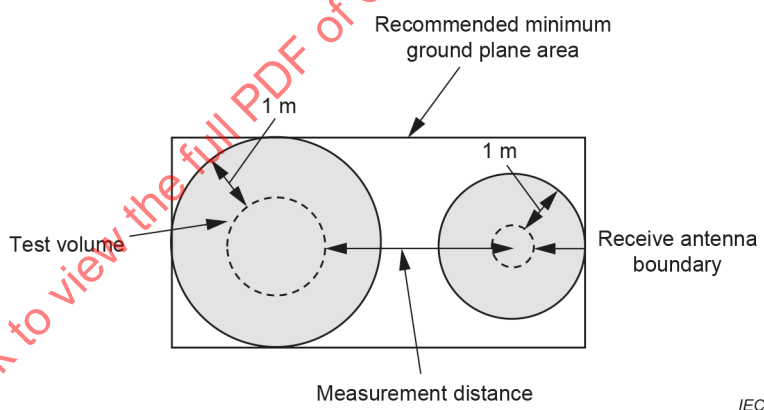


Figure K.1 – Recommended minimum dimensions of the ground plane (top view)

The material requirements for the ground plane are determined by the skin effect. The ground plane thickness should be at least the skin depth at the lowest frequency of use, calculated per Equation (K.1):

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu_4 \mu_0 \sigma}} \quad (\text{K.1})$$

where

δ is the skin depth, in m;

σ is the conductivity, in S/m;

ω is the angular frequency, in s^{-1} ;

μ_0 is the permeability of free space, in H/m;

μ_r is the relative permeability, dimensionless.

Example calculations, for some types of materials used in test site ground plane construction, are given in Table K.1.

Table K.1 – Skin depth for some practical materials at 9 kHz

Material	Conductivity S/m	Relative Permeability	Skin depth mm	Minimum ground plane thickness mm
Copper	$5,9 \times 10^7$	1	0,7	0,7
Stainless steel	$1,4 \times 10^6$	1	4,5	4,5
Zinc coated steel	$1,25 \times 10^5$	240	1,0	1,0
Aluminum	$3,7 \times 10^7$	1	0,9	0,9

K.3 Obstruction free area

The obstruction free area is defined by a minimum of 3 m distance around all points situated on the line segment connecting the centre of the test volume with the receive antenna location. For test volumes larger than 4 m in diameter the distance is increased from 3 m to test volume radius plus 1 m.

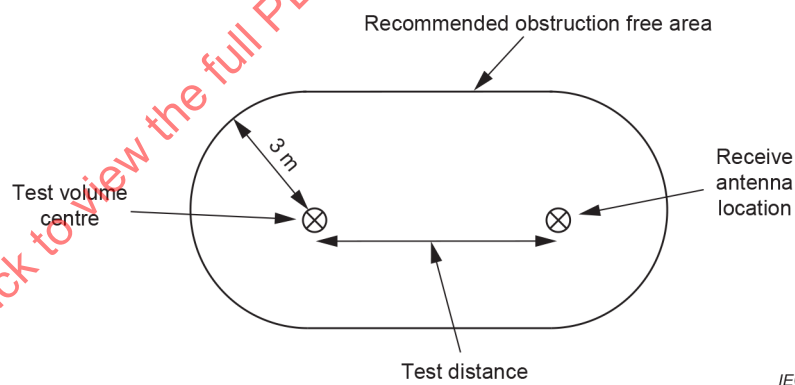


Figure K.2 – Recommended obstruction free area (top view)

K.4 Resonance-free area

Resonant measurement environments should be avoided, because they could adversely affect site validation results and measurement results for actual EUTs. If a large, shielded environment with low loss is used, with at least 3 m clearance from the walls as specified in K.3, then the possibility of resonances should be verified as well.

The different resonant modes in a rectangular shielded room are determined by its dimensions (i.e. the boundary conditions). The frequency in MHz at which a resonant mode occurs for a lossless, rectangular cavity is given by Equation (K.2):

$$f_{l,m,n} = 150 \sqrt{\left(\frac{l}{L}\right)^2 + \left(\frac{m}{W}\right)^2 + \left(\frac{n}{H}\right)^2} \quad (\text{K.2})$$

where

l , m , and n are the mode indices and are equal to 0, 1, ...;

NOTE Only one index can have a value of 0 at one time.

L is the length of the resonant cavity in m;

W is the width of the resonant cavity in m;

H is the height of resonant cavity in m.

For example, if the largest dimension of a rectangular shielded chamber is less than 7 m, then no resonance will occur below 30 MHz.

Large chambers designed for a measurement distance of 10 m, will show resonance between 10 MHz and 30 MHz. If the return loss of the absorbing material including ferrites is too low, sharp resonances can be observed during site validation [34].

Annex L (informative)

Accuracy of NSIL values in the frequency range of 9 kHz to 30 MHz

L.1 General

This annex discusses the accuracy of simulations in Annex J. All numerical methods have some degree of inaccuracy. Also, different code versions lead to slightly different results.

L.2 Cross check of NEC with analytic formulas

Greene [30] calculated the magnetic field in the near-zone of a circular loop antenna for the case of constant current distribution. Inhomogeneous current distribution can be neglected for frequencies below 1 MHz. Fujii et al. [29] derived the SIL between two circular loop antennas by using Greene's result [30] and the induction law.

$$A_i = F_{aH,T} + F_{aH,R} + 45,9 + 20 \lg f_{\text{MHz}} - 20 \lg K \quad (\text{L.1})$$

$$K \approx \frac{\sqrt{1 + (\beta R_0)^2}}{2\pi R_0^3} \left\{ 1 + \frac{15}{8} \left(\frac{r_T r_R}{R_0^2} \right)^2 + \frac{315}{64} \left(\frac{r_T r_R}{R_0^2} \right)^4 \right\}$$

$$R_0 = \sqrt{d^2 + r_T^2 + r_R^2}$$

where

- A_i is the site insertion loss, in dB;
- $F_{aH,T}$ is the magnetic field antenna factor of the transmit antenna, in dB(S/m);
- $F_{aH,R}$ is the magnetic field antenna factor of the receive antenna, in dB(S/m);
- f_{MHz} is the frequency in MHz;
- K is the Greene's approximation for a circular antenna pair, in dB(m⁻³);
- β is the wave number ($= 2\pi/\lambda$) in m⁻¹;
- R_0 is the geometry specific distance, in m;
- d is the distance between the antenna reference points, in m;
- r_T is the radius of the transmit loop, in m;
- r_R is the radius of the receive loop, in m.

This analytical derivation gives the possibility to validate NSIL values calculated by NEC. This can be done by comparing NSIL values in free space calculated as per Equation (L.2) and those calculated as per Equation (L.3).

– analytical derivation

$$A_{\text{Ni,analytic}} = 45,9 + 20 \lg f_{\text{MHz}} - 20 \lg K \quad (\text{L.2})$$

– numerical simulation

$$A_{\text{Ni,simulated}} = A_i - F_{\text{aH,T}} - F_{\text{aH,R}} \quad (\text{L.3})$$

If both the transmit antenna and receive antenna have a radius of 30 cm, and using a measurement distance of 3 m, the difference of $A_{\text{Ni,analytic}}$ and $A_{\text{Ni,simulated}}$ is given in Figure L.1.

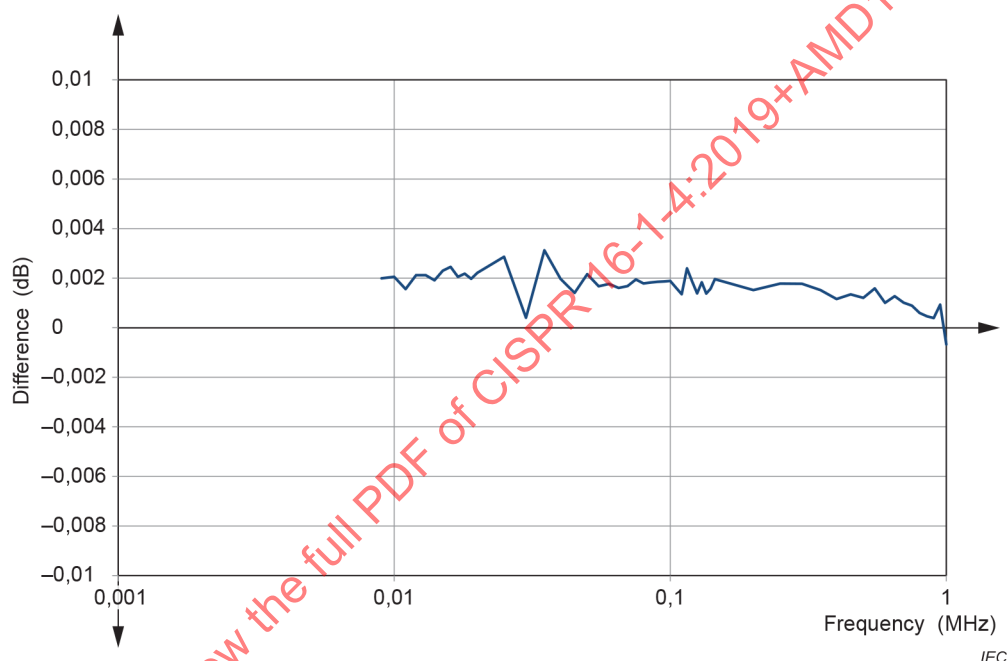


Figure L.1 – Comparison of NSIL values by analytic formulas and computer simulation

L.3 Recommended NEC versions

Several NEC implementations have been verified to deliver accurate results; see Table L.1. Other versions may be used if accuracy is validated; see L.2.

Table L.1 – Recommended NEC implementations

Software	Author	Type	URL
4NEC2	Arie Voors	Free	http://www.qsl.net/4nec2/
NEC2++	Timothy C.A. Molteno	Free	http://nec-archives.pa3kj.com/
NEC2/MP	Athan Papadimitriou	Free	^a
NEC4	Lawrence Livermore National Laboratory	Commercial	https://ipo.llnl.gov/technologies/nec

^a The official website for NEC2/MP (URL: <http://users.otenet.gr/~jmmp/>) is not available recently. However it is available through the web archive (<https://web.archive.org/web/20130502013310/http://users.otenet.gr/~jmmp/>)

L.4 Instabilities at the lower frequency end

Investigations show that SIL values are unstable at the lower frequency for some NEC implementations. The reasons for this are numerical inaccuracies which occur if the segment length relative to wavelength becomes too short.

Table L.2 gives a summary of when instabilities had been observed. This table is valid for 3 m distance, 60 cm loop diameter, and H_z set-up. With other set-ups, different frequency ranges may apply.

Problems with instabilities can be avoided by extrapolation techniques given in L.5 and also by reducing the number of segments as explained in L.6.

Table L.2 – Observed instabilities

Software	Instabilities
4NEC2	< 30 kHz
NEC2++	< 70 kHz
NEC2/MP	< 100 kHz
NEC4	Not observed

L.5 Extrapolation methods to solve instabilities

At the lower frequency end the SIL and the magnetic field antenna factor are dominated by the induction law. Thus, the use of extrapolation is feasible to calculate SIL values and magnetic field antenna factors at frequencies where some NEC code shows instabilities.

Extrapolation can be done by Equation (L.4).

$$A_i(f) = A_i(mf) + 20\lg(m) \quad \text{and} \quad F_{aH}(f) = F_{aH}(mf) + 20\lg(m) \quad (\text{L.4})$$

A typical value for m is 10.

NOTE The given extrapolation method is applicable for loop antennas with a diameter larger than 0,15 m.

L.6 Reducing the number of segments to solve instabilities

At the low frequency end the loop antenna has very uniform current distribution, and the shape of the loop gives negligible differences. Thus, reducing the number of segments for the calculation of the SIL values and magnetic field antenna factors is applicable.

Annex M (informative)

Example calculation for 10 m SACs that do not fulfil the ± 4 dB criterion within 9 kHz to 30 MHz

Measurement uncertainty estimations are given in CISPR 16-4-2 for results obtained using the measurement methods standardized by CISPR 16-2-3.

NOTE 1 However, at time of publication of this document, CISPR 16-4-2 does not include the test case for radiated emission measurements below 30 MHz with the magnetic loop antenna.

If $U_{\text{lab}} > U_{\text{CISPR}}$ then the difference $U_{\text{lab}} - U_{\text{CISPR}}$ is added to the measured field strength, before comparing with the applicable limit for determining EUT compliance.

A value of 5,2 dB is given for U_{CISPR} for magnetic field disturbance measurements, based on Table M.1.

In the uncertainty budget for this value, it is assumed that the test site contribution is ± 4 dB with a triangular distribution.

**Table M.1 – Measurement uncertainty of radiated
disturbance results from 9 kHz to 30 MHz**

Input quantity	X_i	Uncertainty of x_i		$u(x_i)$ dB	c_i	$c_i u(x_i)$ dB
		dB	Probability distribution function			
Contribution 1	?	?	?	?	1	?
Contribution 2	?	?	?	?	1	?
...		...	...	...	...	...
Contribution N	?	?	?	?	1	?
Site imperfection	δA_i	± 4	Triangular	1,63	1	1,63
NOTE Symbols “?” indicate future uncertainty contributions, to be specified by CISPR/A in the maintenance project of CISPR 16-4-2.						

Hence, expanded uncertainty $U(H) = 2u_c(H) = 5,2$ dB.

If ± 4 dB cannot be fulfilled by the test site, U_{lab} will increase as well; see Table M.2.

Table M.2 – Influence of δA_i on U_{lab}

δA_i dB	± 4	± 5	± 6	± 7	± 8	± 9	± 10	± 11	± 12
U_{lab} dB	5,20	5,75	6,35	7,00	7,68	8,39	9,11	9,85	10,60
$U_{\text{lab}} - U_{\text{CISPR}}$ dB	0,00	0,55	1,15	1,8	2,48	3,19	3,91	4,65	5,4

An example of site validation results not complying with the ± 4 dB criterion is given in Figure M.1. The results for H_x as well as for H_y exceed the limit of ± 4 dB in the frequency range above 1 MHz. The result for H_z does not exceed the limit of ± 4 dB in the entire frequency range, so adjustment is not required, for measurements on EUTs with the loop antenna in Z orientation.

NOTE 2 The assumed site validation result is hypothetical only, but is typical.

The results of Figure M.1 are used to calculate U_{lab} for each frequency and each orientation; see Figure M.2. Above 1 MHz, where the results exceed the limit of ± 4 dB, also U_{lab} exceeds the value of U_{CISPR} ; see Table M.2.

The difference between U_{lab} and U_{CISPR} (the correction factor) is shown by Figure M.3. The required correction is frequency dependent, and depends on the orientation of the antenna.

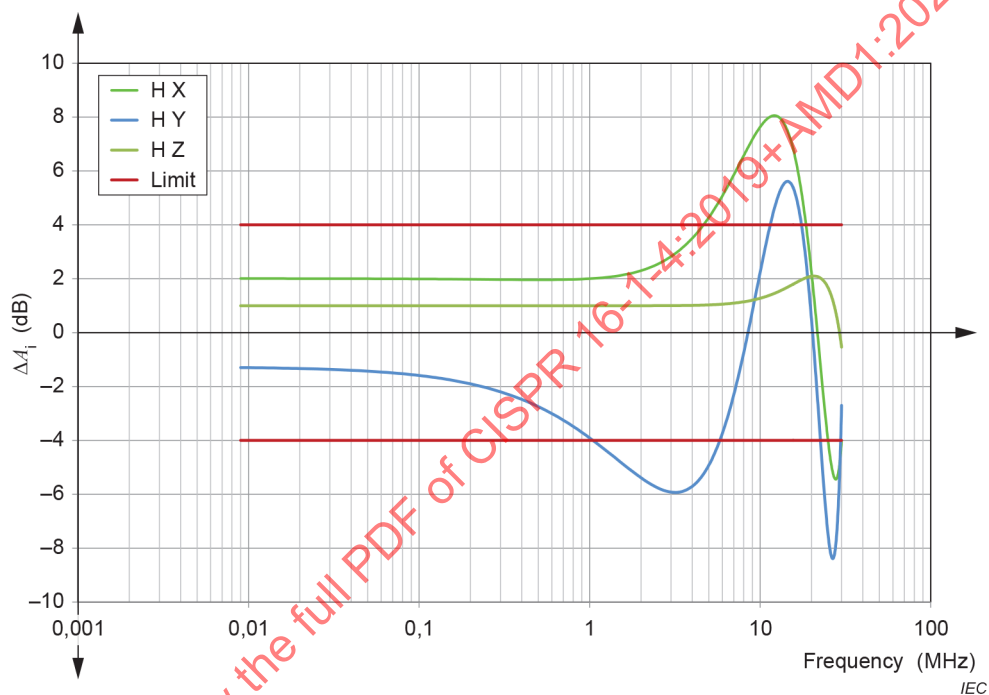


Figure M.1 – Example site validation result

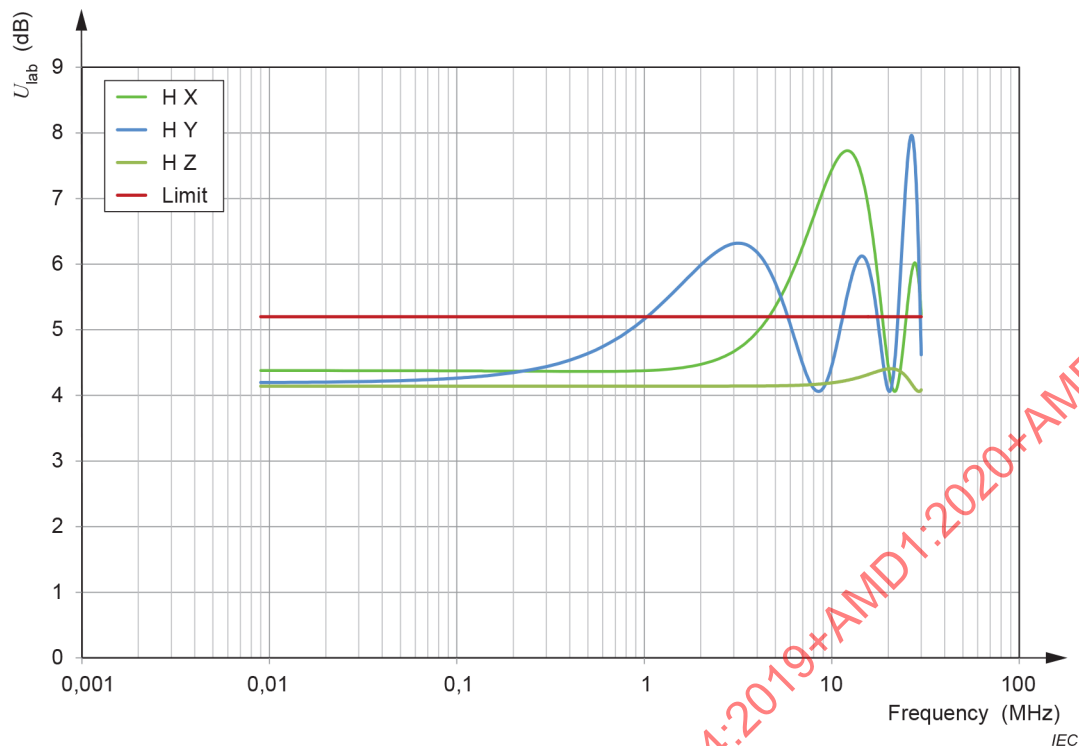


Figure M.2 – U_{lab} calculated from site validation result

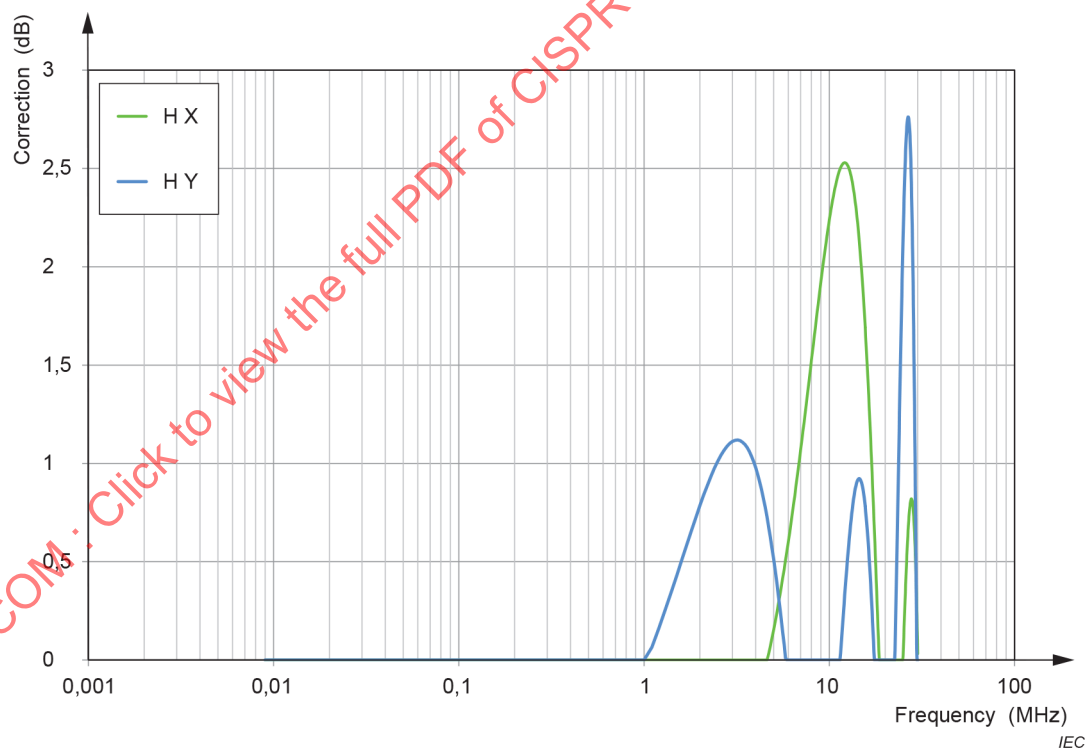


Figure M.3 – Frequency-dependent correction factor

Annex N (normative)

Calibration of the sum of magnetic field antenna factors in the frequency range of 9 kHz to 30 MHz

N.1 General

The NSIL method for the validation of test sites is given in 5.5.2. There the site insertion loss deviation is calculated as shown by Equation (N.1).

$$\Delta A_i = V_{\text{DIRECT}} - V_{\text{SITE}} - (F_{\text{aH,T}} + F_{\text{aH,R}}) - A_{\text{Ni}} \quad (\text{N.1})$$

Inserting parentheses around the antenna factor terms of Equation (27) shows that only the sum of the magnetic field antenna factors $F_{\text{aH,T}}$ and $F_{\text{aH,R}}$ is required, as per Equation (N.1). This permits use of a modified antenna calibration method, rather than the methods of CISPR 16-1-6. Calibrating both loop antennas as a pair has the advantage of potentially reducing the measurement uncertainty of the site validation measurement results.

The method is not intended for the calibration of a magnetic field antenna factor used for radiated disturbance measurements. Methods for the calibration of magnetic field antenna factors are given in CISPR 16-1-6.

N.2 Calibration procedure

If only one SIL measurement (see Figure N.1) between the two antennas is performed, Equation (N.1) is reduced to Equation (N.2):

$$F_{\text{aH,T}} + F_{\text{aH,R}} = A_i - A_{\text{Ni}} \quad (\text{N.2})$$

where

A_i is the SIL between the antennas; when measured using a network analyzer, the site insertion loss is given by:

$$A_i = -20 \lg |S_{21}| \quad \text{in dB};$$

A_{Ni} is the normalized site insertion loss in dB(m²/S²).

The antennas are set up in H_x orientation. The NSIL shall be derived with NEC; see Annex J. In the simulation the shape of the antenna, the size, and the feed point location shall be taken into account.

NOTE For non-circular loop antennas, this method shows a difference compared to the RSM method for the H_z orientation. The difference is equal to the electric field sensitivity in free space, and it can be corrected. This property can be estimated by numerical simulation; see J.2. It is the difference in the magnetic field antenna factor if the antenna is rotated around the Y-axis by 90° [32].

The distance between the antennas shall be between 0,3 m and 1 m. It is easy to maintain a sufficient signal to noise ratio in this distance range, and the influence of nearby objects is small.

The height above ground shall be at least 1,3 m. The ground plane shall be included in the NEC calculation of the NSIL.

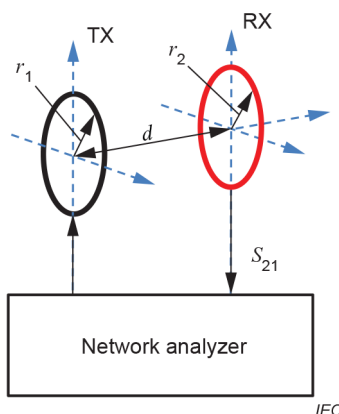


Figure N.1 – Antenna arrangement for the sum of antenna factors method

N.3 Measurement uncertainties

The measurand ($F_{aH,T} + F_{aH,R}$) is calculated per Equation (N.3), with the symbols described in Table N.1:

$$F_{aH,T} + F_{aH,R} = V_{\text{DIRECT}} - V_{\text{SITE}} - A_{\text{Ni}} + \delta V_{\text{M1}} + \delta V_{\text{M2}} + \delta V_{\text{M3}} + \delta V_{\text{i}} + \delta V_{\text{Pos}} \quad (\text{N.3})$$

Table N.1 – Example of an uncertainty budget for sum of antenna factors method

Input quantity	X_i	Uncertainty of x_i		$u(x_i)$	c_i	$ c_i u(x_i) $
		dB	Probability distribution function	dB		dB
VNA reading ¹	V_{DIRECT}	±0,01	Rectangular	0,006	1	0,006
VNA reading ²	V_{SITE}	±0,15	Rectangular	0,087	–1	0,09
NSIL values ³	A_{Ni}	±0,1	Normal ($k=2$)	0,05	–1	0,05
Mismatch: ⁴						
Port1 – Port2	δV_{M1}	±0,15	U-shaped	0,11	1	0,11
Port1 – Tx antenna	δV_{M2}	–0,28/+0,29	U-shaped	0,2	1	0,25
RX antenna – Port 2	δV_{M3}	±0,16	U-shaped	0,11	1	0,13
Site imperfection ⁵	δV_{i}	±0,1	Normal ($k = 2$)	0,05	1	0,05
Antenna positioning ⁶	δV_{Pos}	±0,21	Normal ($k = 1$)	0,21	1	0,21
Superscripts refer to the numbered NOTES of N.3.						

Hence: $2u_c(F_{aH,T} + F_{aH,R}) = 0,6 \text{ dB}$.

NOTE 1 The uncertainty contribution from V_{DIRECT} is based on the specified trace noise and the influence of the noise floor given by the VNA manufacturer. Typically, the influence of the nonlinearity can be neglected. If this assumption is not valid, another contribution is taken into account based on the specification of the VNA manufacturer.

NOTE 2 For V_{SITE} , when a signal with a low magnitude is measured, the main influence is the noise. The value of the noise depends on the SNR. Due to the close vicinity of the antennas, the noise is not very critical.

NOTE 3 Further information on the accuracy of NSIL values A_{Ni} is given in Annex L.

NOTE 4 The assumption for the mismatch is a VNA return loss of 15 dB, a transmit antenna VSWR of 3:1, and a receive antenna VSWR of 1,5:1. 10 dB attenuators with a VSWR of 1,1:1 are used on the transmit antenna and the receive antenna.

NOTE 5 Due to the small distance between the antennas the contribution of site imperfection is small. Further information can be found in 5.2.3.2 of CISPR 16-1-6:2014/AMD2:2022.

NOTE 6 Combined influence of antenna size inaccuracy, and lateral and angular misalignment. The value is calculated using the Monte Carlo Method; see Annex J of CISPR 16-1-6:2014/AMD2:2022.

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of CISPR 16-1-4:2019+AMD1:2020+AMD2:2023 CSV

Bibliography

- [1] IEC 61169-8, *Radio-frequency connectors – Part 8: Sectional specification – RF coaxial connectors with inner diameter of outer conductor 6,5 mm (0,256 in) with bayonet lock – Characteristic impedance 50 Ω (type BNC)* (previously published as IEC 60169-8)
- [2] BEECKMAN, P. A., The influence of positioning tables on the results of radiated EMC measurements, *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Montreal, Quebec, Canada, 2001, p. 280-285
- [3] BURKE, G. J. and POGGIO, A.J., *Numerical Electromagnetic Code – Method of Moments*, Lawrence Livermore Laboratory, California, January, 1981
- [4] GARBE, H., *New EMC Test Facilities for Radiation Measurements, Review of Radio Science 1999-2002*, John Wiley & Sons, New York, 2002
- [5] MOSSHAMMER, P., *Untersuchung der Einflüsse des Messzubehörs und der Umgebung auf die Messunsicherheit bei der Messung der Störfeldstärke auf Freifeldmessplätzen (Investigation of the influences of the measuring accessories and the environment on the measurement uncertainty with the measurement of the perturbative field strength on free field measuring positions)*, Diplomarbeit an Fachhochschule für Technik und Wirtschaft Berlin (available only in German)
- [6] ETR 273-1-1:1998, *Electromagnetic compatibility and radio spectrum matters (ERM); Improvement of radiated methods of measurement (using test sites) and evaluation of the corresponding measurement uncertainties – Part 1: Uncertainties in the measurement of mobile radio equipment characteristics – Section 1: Introduction; Subclause 8.3.4.3: Antenna mast, turntable and mounting fixture*, ETSI Technical Report, European Telecommunications Standards Institute, Sophia Antipolis, France
- [7] MIL-STD-461A, *Electromagnetic Interference (EMI) Characteristics Requirements for Equipment*
- [8] ZOMBOLAS, C., The effects of table material on radiated field strength measurement reproducibility at open area test sites, *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Montreal, Quebec, Canada, 2001, p. 260-264
- [9] BERGERVOET J.R. and VAN VEEN, H., A Large-Loop Antenna for Magnetic Field Measurements, *Proceedings of the 8th International Zürich Symposium on Electromagnetic Compatibility*, March 1989, ETH Zentrum – IKT, 8092 Zürich, Switzerland, p. 29-34
- [10] SCHELKUNOFF, S.A. and FRIIS, H.T., *Antennas: Theory and Practice*, New York: John Wiley and Sons, Inc., 1952, p. 302-331
- [11] CLC/TR 50481, *Recommendations on filters for shielded enclosures*, CENELEC, April 2009
- [12] CLC/TR 50484, *Recommendations for shielded enclosures*, CENELEC, April 2009
- [13] prEN 50147-3:1998, *Electromagnetic Compatibility Basic Emission Standard, Part 3: Emission Measurements in Fully Anechoic Rooms*, TC210-WG4-9905, CENELEC, Brussels, January 1999
- [14] GARN, H., Müllner, W., Buchmayr, M., Site-Reference Method for EMC Test Site Validation, *Frequenz* 53, July-August 1999, p. 151

- [15] GISIN, F., Using ANSI C63.5 standard site method antenna factors for verifying ANSI C63.4 site attenuation requirements, *Proceedings of the IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Dallas, 9-13 August 1993, p. 313-314
- [16] GARN, H. F., BUCHMAYR, M., MÜLLNER, W. and RASINGER, J., Primary standards for antenna factor calibration in the frequency range 30 – 1 000 MHz, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, April 1997, vol. 46, no.2, p. 544-548
- [17] ALEXANDER, M.J., SALTER, M.J., LOADER, B.G., KNIGHT, D.A., Broadband calculable dipole reference antennas, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, February 2002, vol. 44, no.1, p. 45-58
- [18] FOEGELLE, M.D., Site validation theory 101: Techniques and methods, *Compliance Engineering*, July/August 2000, p. 42-53
www.ce-mag.com/archive/2000/julyaugust/Foegelle.html
- [19] ANSI C63.5-2017, American National Standard for Electromagnetic Compatibility–Radiated Emission Measurements in Electromagnetic Interference (EMI) Control–Calibration of Antennas (9 kHz to 40 GHz)
- [20] MENG, D., A, Fast Way to Accurately Calibrate Tunable Dipole Antennas at VHF, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, February 2018, vol. 60, no.1, p. 86-95
- [21] Void
- [22] IEC 61000-4-20, *Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 4-20: Testing and measurement techniques – Emission and immunity testing in transverse electromagnetic (TEM) waveguides*
- [23] CISPR TR 16-3:2020, *Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods – Part 3: CISPR technical reports*
- [24] CISPR 11, *Industrial, scientific and medical equipment – Radio-frequency disturbance characteristics – Limits and methods of measurement*
- [25] Trautnitz, F.-W., Riedelsheimer, J., Erstellung eines Validierungsverfahrens für EMV Messplätze im Frequenzbereich von 9 kHz bis 30 MHz mit Magnetfeldantennen, *Internationale Fachmesse und Kongress für Elektromagnetische Verträglichkeit*, Düsseldorf, 11.-13.03.2014, e-emv.com, VDE Verlag GmbH
- [26] Kriz, A., Saturation of active loop antennas, *Electromagnetic Compatibility (EMC), 2016 IEEE International Symposium on*, 25-29 July 2016, IEEE
- [27] Voors, A., *NEC based antenna modeler and optimizer 4NEC2*, Version 5.8.16, <http://www.qsl.net/4nec2/>
- [28] Smith, A.A., German, R.F., Pate, J.B., Calculation of Site Attenuation from Antenna Factors, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. EMC-24, no. 3, Aug. 1982
- [29] 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

- [30] 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>)
- [31] Kriz, A., Ground loops during site validation of anechoic rooms below 30 MHz, *Electromagnetic Compatibility (EMC), 2018 IEEE International Symposium*, 30 July – 3 August 2018, IEEE
- [32] FUJII, K., Basic characteristics of magnetic field antenna factor of loop antennas for EMI measurements, *IEICE Communications Express*, vol.11, no. 10, p.643-648, Oct. 2022
- [33] FUJII, K., Effects of feed gap arrangements of loop antennas on site validation for EMI measurements below 30 MHz, *IEICE Communications Express*, vol.11, no.11, Nov. 2022, p.721-726
- [34] ISHII, M., YOSHIDA, H., DANJO, Y., KUROKAWA, S., FUJII, K., A Study on Characteristics of Semi-anechoic Chambers below 30 MHz, *IEEE 2014 International Symposium on EMC – EMC Europe*, Sep. 2014, p.934-939

SOMMAIRE

AVANT-PROPOS	162
1 Domaine d'application	164
2 Références normatives	164
3 Termes, définitions et termes abrégés	165
3.1 Termes et définitions	165
3.2 Termes abrégés	171
4 Antennes pour la mesure des perturbations radioélectriques rayonnées	172
4.1 Généralités	172
4.2 Paramètre physique (mesurande) pour les mesures des perturbations rayonnées	172
4.3 Antennes pour la plage de fréquences comprises entre 9 kHz et 150 kHz	172
4.3.1 Généralités	172
4.3.2 Antenne à champ magnétique	173
4.3.3 Blindage de l'antenne cadre	174
4.4 Antennes pour la plage de fréquences comprises entre 150 kHz et 30 MHz	174
4.4.1 Antenne à champ électrique	174
4.4.2 Antenne à champ magnétique	175
4.4.3 Symétrisation et discrimination du champ électrique des antennes	175
4.5 Antennes pour la plage de fréquences comprises entre 30 MHz et 1 000 MHz	175
4.5.1 Généralités	175
4.5.2 Antenne à faible incertitude pour utilisation en cas de non-conformité présumée des limites d'intensité du champ électrique	175
4.5.3 Caractéristiques d'antenne	176
4.5.4 Symétrisation de l'antenne	178
4.5.5 Réponse de polarisation croisée de l'antenne	179
4.6 Antennes pour la plage de fréquences comprises entre 1 GHz et 18 GHz	181
4.6.1 Généralités	181
4.6.2 Antenne de réception	181
4.7 Montages d'antennes particuliers – Système d'antennes de grand diamètre	184
5 Emplacements d'essai pour la mesure du champ radioélectrique perturbateur dans la gamme de fréquences de 9 kHz à 30 MHz	184
5.1 Généralités	184
5.2 Environnement radiofréquence ambiant d'un emplacement d'essai	184
5.3 Distance de mesure et volume d'essai	185
5.4 Table d'essai et positionneur d'antenne	185
5.5 Procédure de validation de l'emplacement d'essai	185
5.5.1 Généralités	185
5.5.2 Perte d'insertion normalisée de l'emplacement (NSIL)	189
5.5.3 Méthode de site de référence	189
5.5.4 Critère d'acceptation	190
6 Emplacements d'essai pour la mesure du champ radioélectrique perturbateur dans la gamme de fréquences de 30 MHz à 1 000 MHz	190
6.1 Généralités	190
6.2 OATS	190
6.2.1 Généralités	190
6.2.2 Enceinte de protection contre les intempéries	191

6.2.3	Zone sans obstacle	191
6.2.4	Environnement radiofréquence ambiant d'un emplacement d'essai	193
6.2.5	Plan de sol	194
6.3	Aptitude des autres emplacements d'essai	194
6.3.1	Autres emplacements d'essai à plan de sol	194
6.3.2	Emplacements d'essai sans plan de sol (FAR)	194
6.4	Validation des emplacements d'essai	195
6.4.1	Généralités	195
6.4.2	Vue d'ensemble des validations d'un emplacement d'essai	196
6.5	Paramètres de base de la méthode du NSA pour OATS et SAC	196
6.5.1	Equation générale et tableau des valeurs de NSA théoriques	196
6.5.2	Etalonnage de l'antenne	200
6.6	Méthode de site de référence pour OATS et SAC	200
6.6.1	Généralités	200
6.6.2	Antennes non admises pour les mesures par RSM	201
6.6.3	Détermination de l'affaiblissement de site de référence avec une paire d'antennes sur un REFTS	202
6.6.4	Détermination de l'affaiblissement de site de référence avec une paire d'antennes à l'aide d'une technique de moyennage sur un OATS de grandes dimensions	202
6.7	Validation d'un OATS par la méthode du NSA	206
6.7.1	Méthode de la fréquence discrète	206
6.7.2	Méthode par balayage de fréquence	207
6.8	Validation d'un OATS protégé contre les intempéries par une enceinte ou d'une SAC	207
6.9	Causes possibles de dépassement des limites d'acceptabilité de site	212
6.10	Validation de l'emplacement pour les FAR	213
6.10.1	Généralités	213
6.10.2	RSM pour les sites FAR	218
6.10.3	Méthode du NSA pour les sites FAR	220
6.10.4	Critère de validation de l'emplacement pour les sites FAR	222
6.11	Évaluation de la table d'essai et du pylône d'antenne	223
6.11.1	Généralités	223
6.11.2	Procédure d'évaluation de l'influence de la table d'essai	223
7	Emplacements d'essai pour la mesure des champs radioélectriques perturbateurs dans la gamme de fréquences de 1 GHz à 18 GHz	225
7.1	Généralités	225
7.2	Emplacement d'essai de référence	225
7.3	Validation des emplacements d'essai	225
7.3.1	Généralités	225
7.3.2	Critère d'acceptation pour la validation de l'emplacement	227
7.4	Exigences relatives à l'antenne pour la procédure d'essai normalisée avec le S_{VSWR}	227
7.4.1	Généralités	227
7.4.2	Antenne d'émission	228
7.4.3	Antennes et équipement d'essai pour la procédure d'essai inverse avec le S_{VSWR}	231
7.5	Positions exigées pour l'essai de validation de l'emplacement	231
7.5.1	Généralités	231

7.5.2	Description des positions de mesure de S_{VSWR} dans un plan horizontal (Figure 23).....	232
7.5.3	Description des positions supplémentaires de mesure de S_{VSWR} (Figure 24).....	233
7.5.4	Récapitulatif des positions de mesure de S_{VSWR}	234
7.6	Validation de l'emplacement de S_{VSWR} – procédure d'essai normalisée.....	237
7.7	Validation d'emplacement de S_{VSWR} – procédure d'essai inverse utilisant une sonde de champ isotrope	238
7.8	Exigences concernant la position conditionnelle des mesures de S_{VSWR}	240
7.9	Rapport d'essai de validation d'emplacement S_{VSWR}	241
7.10	Limites de la méthode de validation d'emplacement de S_{VSWR}	241
7.11	Autres emplacements d'essai.....	241
8	Dispositifs d'absorption en mode commun	242
8.1	Généralités	242
8.2	Mesures des paramètres S d'un CMAD	242
8.3	Montage d'essai de CMAD	242
8.4	Méthode de mesure utilisant l'étalonnage TRL	243
8.5	Spécification d'un CMAD du type à pince en ferrite	245
8.6	Vérification de la performance (dégradation) des CMAD en utilisant un analyseur de spectre et un générateur de poursuite	246
9	Chambre de réverbération pour la mesure de la puissance totale rayonnée.....	249
10	Guides d'onde TEM pour les mesures des perturbations rayonnées	249
Annexe A (normative)	Paramètres des antennes.....	250
A.1	Généralités	250
A.2	Antennes préférentielles	250
A.2.1	Généralités	250
A.2.2	Antenne calculable	250
A.2.3	Antennes à faible incertitude.....	251
A.3	Antennes doublets simples	251
A.3.1	Généralités	251
A.3.2	Doublet accordé.....	252
A.3.3	Doublet raccourci.....	252
A.4	Paramètres des antennes à large bande	254
A.4.1	Généralités	254
A.4.2	Type d'antenne	254
A.4.3	Spécification de l'antenne	255
A.4.4	Etalonnage de l'antenne	255
A.4.5	Informations pour les utilisateurs de l'antenne	255
Annexe B (xxx)	(Vide).....	257
Annexe C (normative)	Système d'antennes de grand diamètre pour les mesures du courant induit par un champ magnétique dans la gamme de fréquences de 9 kHz à 30 MHz	258
C.1	Généralités	258
C.2	Construction d'un LLAS.....	258
C.3	Construction d'une antenne de grand diamètre (LLA).....	258
C.4	Validation du LLAS	263
C.5	Construction de l'antenne doublet de vérification du LLAS	265
C.6	Facteurs de conversion.....	266
C.6.1	Généralités	266

C.6.2	Facteurs de conversion actuels pour un LLAS de diamètre non normalisé	266
C.6.3	Conversion du courant mesuré du LLAS en intensité du champ magnétique	268
C.7	Exemples	270
Annexe D (normative) Détails de construction des emplacements d'essai en zone dégagée dans la gamme de fréquences de 30 MHz à 1 000 MHz (voir Article 6)		272
D.1	Généralités	272
D.2	Construction du plan de sol	272
D.2.1	Matériau	272
D.2.2	Rugosité	272
D.3	Servitudes de l'EUT	273
D.4	Construction de l'enceinte de protection contre les intempéries	273
D.4.1	Matériaux et attaches	273
D.4.1	Montages internes	274
D.4.2	Taille	274
D.4.3	Stabilité dans le temps et aux conditions climatiques	274
D.5	Table tournante et table d'essai	274
D.6	Installation du mât de l'antenne de réception	275
Annexe E (xxx) (Vide)		276
Annexe F (informative) Fondement du critère des ± 4 dB pour l'acceptabilité d'un emplacement (voir Article 6)		277
F.1	Généralités	277
F.2	Analyse des erreurs	277
Annexe G (informative) Exemples de bilans d'incertitude pour la validation d'emplacement d'un COMTS à l'aide de la RSM avec une paire d'antennes étalonnées (voir 6.6)		279
G.1	Grandeurs à étudier pour l'étalonnage de l'affaiblissement de site de référence avec une paire d'antennes à l'aide de la technique de moyennage	279
G.2	Grandeurs à étudier pour l'étalonnage de l'affaiblissement de site de référence avec une paire d'antennes à l'aide d'un REFTS	280
G.3	Grandeurs à étudier pour la validation du COMTS à l'aide de l'affaiblissement de site de référence avec une paire d'antennes	281
Annexe H (informative) Définition de l'incertitude de mesure de la réponse de polarisation croisée		282
H.1	Généralités	282
H.2	Exemple d'estimation de l'incertitude	285
H.3	Justification des estimations des grandeurs d'entrée données dans le Tableau H.1 et le Tableau H.3	286
H.4	Mesurage de la XPR en dessous de 100 MHz sur un OATS	288
Annexe I (informative) Incertitudes de mesure des résultats de validation du COMTS dans la plage de fréquences de 9 kHz à 30 MHz		289
I.1	Grandeurs à prendre en compte pour la validation du COMTS à l'aide de la méthode NSIL	289
I.2	Grandeurs à prendre en compte pour la validation du COMTS à l'aide de la méthode RSM	291
Annexe J (normative) Dérivation des valeurs de NSIL dans la plage de fréquences de 9 kHz à 30 MHz		294
J.1	Généralités	294
J.2	Facteur d'antenne à champ magnétique	294
J.3	Perte d'insertion de l'emplacement	296

J.4	Perte d'insertion normalisée de l'emplacement.....	297
J.5	Tableaux de NSIL	301
Annexe K (informative) Recommandations pour la conception des emplacements d'essai dans la plage de fréquences de 9 kHz à 30 MHz		306
K.1	Généralités	306
K.2	Dimensions et qualité du plan de sol.....	306
K.3	Zone sans obstacle.....	307
K.4	Zone sans résonance.....	307
Annexe L (informative) Exactitude des valeurs de NSIL dans la plage de fréquences de 9 kHz à 30 MHz		309
L.1	Généralités	309
L.2	Vérification croisée du NEC avec des formules analytiques	309
L.3	Versions recommandées du NEC.....	310
L.4	Instabilités à l'extrémité inférieure de la plage de fréquences.....	311
L.5	Méthodes d'extrapolation pour résoudre les instabilités	311
L.6	Réduction du nombre de segments pour résoudre les instabilités	311
Annexe M (informative) Exemple de calcul pour les SAC de 10 m qui ne satisfont pas au critère de ± 4 dB dans la plage de fréquences de 9 kHz à 30 MHz.....		312
Annexe N (normative) Étalonnage de la somme des facteurs d'antenne du champ magnétique dans la plage de fréquences de 9 kHz à 30 MHz.....		315
N.1	Généralités	315
N.2	Procédure d'étalonnage	315
N.3	Incertitudes de mesure	316
Bibliographie.....		318
Figure 34 – Exemple d'antenne-cadre de taille adaptée		173
Figure 1 – Représentation schématique du rayonnement de l'EUT atteignant une antenne LPDA directement et via réflexion sur le sol à un emplacement de 3 m, présentant la moitié de l'angle d'ouverture de faisceau, φ , au niveau du rayon réfléchi		177
Figure 2 – Exemple de diagramme de rayonnement dans le plan E d'une antenne RX dans la zone limite grisée pour une distance de 3 m et un EUT d'une largeur de 2 m.....		182
Figure 3 – Détermination de la largeur maximale exploitable de l'EUT dans le cadre de l'utilisation de l'ouverture de faisceau à mi-puissance		183
Figure 4 – Détermination de la hauteur maximale exploitable de l'EUT dans le cadre de l'utilisation de l'ouverture de faisceau à mi-puissance		183
Figure 35 – Disposition générale des trois orientations de mesure H_X , H_Y et H_Z , où d est la distance de mesure et h est la hauteur du point de référence		186
Figure 36 – Positions d'antenne.....		187
Figure 37 – Positions d'antenne.....		188
Figure 38 – Montage d'essai pour V_{DIRECT} avec amplificateur de puissance et atténuateur		189
Figure 5 – Zone sans obstacle d'un emplacement d'essai équipé d'une table tournante		192
Figure 6 – Zone sans obstacle avec EUT fixe		193
Figure 7 – Position des points d'essai pour un essai à des distances de 3 m et de 10 m		202
Figure 8 – Position des points d'essai appariés pour toutes les distances d'essai		204
Figure 9 – Exemple de choix de points d'essai appariés pour un essai à une distance de 10 m		205
Figure 10 – Représentation d'une étude de l'influence du mât d'antenne sur A_{APR}		205

Figure 11 – Positions types des antennes pour un OATS protégé contre les intempéries ou une SAC – mesures de validation en polarisation verticale.....	209
Figure 12 – Positions types des antennes pour un OATS protégé contre les intempéries ou une SAC – mesures de validation en polarisation horizontale.....	210
Figure 13 – Positions types des antennes pour un OATS protégé contre les intempéries ou une SAC – mesures de validation en polarisation verticale pour un EUT de faibles dimensions	211
Figure 14 – Positions types des antennes pour un OATS protégé contre les intempéries ou une SAC – mesures de validation en polarisation horizontale pour un EUT de faibles dimensions	212
Figure 15 – Positions de mesure pour la validation d'emplacement d'une FAR.....	215
Figure 16 – Exemple de position de mesure et d'inclinaison d'antenne pour la validation d'emplacement d'une FAR	217
Figure 17 – Montage de mesure du SA de référence type pour un emplacement d'essai en quasi espace libre	220
Figure 18 – NSA théorique en espace libre en fonction de la fréquence pour différentes distances de mesure [voir Equation (16)]	222
Figure 19 – Position de l'antenne par rapport au bord au-dessus d'une table d'essai rectangulaire (vue de dessus).....	225
Figure 20 – Position de l'antenne au-dessus de la table d'essai (vue de côté)	225
Figure 21 – Exemple de diagramme de rayonnement dans le plan E d'une antenne d'émission (à titre informatif uniquement).....	229
Figure 22 – Diagramme de rayonnement dans le plan H d'une antenne d'émission (exemple donné à titre informatif uniquement)	230
Figure 23 – Positions de mesure de S_{VSWR} dans un plan horizontal (voir description en 7.5.2)	232
Figure 24 – Positions de S_{VSWR} (exigences de hauteur).....	234
Figure 25 – Exigences concernant la position conditionnelle des mesures de S_{VSWR}	240
Figure 26 – Définition des plans de référence à l'intérieur du montage d'essai	243
Figure 27 – Les quatre configurations pour l'étalonnage TRL	245
Figure 28 – Limites pour l'amplitude de S_{11} , mesurée selon les dispositions de 8.1 à 8.3	246
Figure 29 – Exemple de conception d'adaptateur 50 Ω dans le flasque vertical du montage	247
Figure 30 – Exemple d'adaptateur avec symétriseur ou transformateur.....	248
Figure 31 – Exemple d'adaptateur avec réseau d'adaptation résistif	248
Figure A.1 – Facteurs d'antenne des doublets courts pour $R_L = 50 \Omega$	253
Figure C.1 – LLAS constitué de trois antennes de grand diamètre mutuellement perpendiculaires	260
Figure C.2 – LLA comportant deux fentes opposées, positionnées symétriquement par rapport à la sonde de courant	261
Figure C.3 – Construction de la fente de LLA.....	261
Figure C.4 – Exemple de construction de fente de LLA utilisant une bande de circuit imprimé pour obtenir une construction rigide.....	262
Figure C.5 – Construction du boîtier métallique renfermant la sonde de courant	262
Figure C.6 – Exemple montrant le cheminement de plusieurs câbles de l'EUT afin de réduire le plus possible le couplage capacitif entre les conducteurs et le LLAS.....	263
Figure C.7 – Les huit positions du doublet de vérification du LLAS durant la validation d'une LLA	264

Figure C.8 – Facteurs de validation de référence pour des boucles de 2 m, 3 m et 4 m de diamètre	264
Figure C.9 – Construction de l'antenne doublet de vérification du LLAS	266
Figure C.10 – Sensibilité S_D d'une LLA de diamètre D par rapport à une LLA de 2 m de diamètre	267
Figure C.11 – Facteur de conversion C_{dA} [pour la conversion en dB ($\mu A/m$)] pour trois distances de mesure normalisées d	269
Figure D.1 – Critère de Rayleigh pour la rugosité du plan de sol	273
Figure J.1 – Étude du rayon du fil, normalisé à 0,001 m	298
Figure J.2 – Étude de la position du point d'alimentation (non à l'échelle)	299
Figure J.3 – Variation des valeurs de NSIL pour différents montages, à une distance de 3 m, $h = 1,3$ m	301
Figure J.4 – Spécification de la position du point d'alimentation pour les valeurs présentes dans les tableaux (non à l'échelle)	302
Figure J.5 – Exemples de calcul, diamètre du cadre de 60 cm, position des points d'alimentation selon la Figure J.4	304
Figure K.1 – Dimensions minimales recommandées du plan de sol (vue du dessus)	306
Figure K.2 – Zone sans obstacle recommandée (vue du dessus)	307
Figure L.1 – Comparaison des valeurs de NSIL obtenues par formules analytiques et simulation informatique	310
Figure M.1 – Exemple de résultat de validation de l'emplacement	313
Figure M.2 – U_{lab} calculée à partir du résultat de validation de l'emplacement	314
Figure M.3 – Facteur de correction dépendant de la fréquence	314
Figure N.1 – Disposition des antennes pour la méthode de somme des facteurs d'antenne	316
Tableau 9 – Pas de fréquence maximal	186
Tableau 10 – Critère d'acceptation	190
Tableau 1 – Méthodes de validation d'emplacement applicables pour les emplacements de type OATS, à base d'OATS, SAC et FAR	195
Tableau 2 – Affaiblissement normalisé théorique de l'emplacement, A_N – Géométries recommandées pour les antennes à large bande ^a (1 de 2)	198
Tableau 3 – Exemple de modèle pour les ensembles de données A_{APR}	201
Tableau 4 – Pas de fréquence de la RSM	201
Tableau 5 – Dimensions maximales du volume d'essai en fonction de la distance d'essai	213
Tableau 6 – Gammes de fréquences et pas pour la validation d'emplacement d'une FAR	218
Tableau 7 – Désignations des positions de mesure de S_{VSWR} (1 de 3)	235
Tableau 8 – Exigences concernant les rapports de S_{VSWR}	241
Tableau C.1 – Facteurs de validation de référence de la Figure C.8 pour des boucles de 2 m, 3 m et 4 m de diamètre	265
Tableau C.2 – Sensibilité S_D d'une LLA de diamètre D par rapport à une LLA de 2 m de diamètre (Figure C.10)	268
Tableau C.3 – Facteur de conversion de l'intensité du champ magnétique C_{dA} pour trois distances de mesure (Figure C.11)	270
Tableau D.1 – Rugosité maximale pour des distances de mesure de 3 m, 10 m et 30 m	273
Tableau F.1 – Bilan d'erreur	277

Tableau G.1 – Etalonnage de l'affaiblissement de site de référence avec une paire d'antennes à l'aide de la technique de moyennage sur un OATS de grandes dimensions	279
Tableau G.2 – Etalonnage de l'affaiblissement de site de référence avec une paire d'antennes à l'aide du REFTS	280
Tableau G.3 – Validation du COMTS à l'aide de l'affaiblissement de site de référence avec une paire d'antennes	281
Tableau H.1 – Exemple d'estimation de l'incertitude pour le mesurage de la XPR dans une FAR avec des valeurs $a_{xpT} = 22$ dB, $a_{xpR} = 34$ dB définies par hypothèse	286
Tableau H.2 – Incertitudes dépendant des autres valeurs de A_{xpT} (autres hypothèses que celles retenues dans le Tableau H.1)	288
Tableau H.3 – Exemple d'estimation de l'incertitude pour un mesurage de la XPR sur un OATS avec des valeurs $a_{xpT} = 22$ dB, $a_{xpR} = 34$ dB définies par hypothèse	288
Tableau I.1 – Exemple de bilan d'incertitude de mesure pour la validation du COMTS à l'aide de la méthode NSIL	289
Tableau I.2 – Exemple de bilan d'incertitude de mesure pour la validation du COMTS à l'aide de la méthode RSM	292
Tableau J.1 – Exemples de calcul (diamètre du cadre de 60 cm, $d = 3$ m, $h = 1,3$ m)	304
Tableau J.2 – Exemples de calcul (diamètre du cadre de 60 cm, $d = 5$ m, $h = 1,3$ m)	304
Tableau J.3 – Exemples de calcul (diamètre du cadre de 60 cm, $d = 10$ m, $h = 1,3$ m)	305
Tableau K.1 – Épaisseur de peau pour certains matériaux pratiques à 9 kHz	307
Tableau L.1 – Mises en œuvre recommandées du NEC	310
Tableau L.2 – Instabilités observées	311
Tableau M.1 – Incertitude de mesure des résultats des perturbations rayonnées de 9 kHz à 30 MHz	312
Tableau M.2 – Influence de δA_i sur U_{lab}	312
Tableau N.1 – Exemple de bilan d'incertitude pour la méthode de somme des facteurs d'antenne	316

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 1-4: Appareils de mesure des perturbations radioélectriques et de l'immunité aux perturbations radioélectriques – Antennes et emplacements d'essai pour les mesures des perturbations rayonnées

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 son amendement a été préparée pour la commodité de l'utilisateur.

La CISPR 16-1-4 édition 4.2 contient la quatrième édition (2019-01) [documents CIS/A/1262/FDIS et CIS/A/1275/RVD], son amendement 1 (2020-06) [documents

CIS/A/1316/FDIS et CIS/A/1320/RVD] et son amendement 2 (2023-04) [documents CIS/A/1389/FDIS et CIS/A/1393/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.

Cette édition constitue une révision technique.

Cette édition inclut les modifications techniques majeures suivantes par rapport à l'édition précédente:

- des dispositions ont été ajoutées pour traiter la validation des emplacements d'essai dans la gamme de fréquences de 30 MHz à 1 000 MHz en utilisant la méthode de site de référence, pour tenir compte du diagramme de rayonnement de l'antenne de réception dans la gamme de fréquences de 1 GHz à 18 GHz, ainsi qu'une description plus détaillée de la validation des emplacements d'essai par la méthode du NSA avec des antennes à large bande dans la plage de fréquences de 30 MHz à 1 000 MHz.

La Norme internationale CISPR 16-1-4 a été établie par le sous-comité CISPR A: Mesures des perturbations radioélectriques et méthodes statistiques.

Elle a le statut d'une publication fondamentale en CEM conformément au Guide IEC 107, *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 1-4: Appareils de mesure des perturbations radioélectriques et de l'immunité aux perturbations radioélectriques – Antennes et emplacements d'essai pour les mesures des perturbations rayonnées

1 Domaine d'application

La présente partie de la CISPR 16 spécifie les caractéristiques et les performances des appareils de mesure de perturbations rayonnées dans la gamme de fréquences de 9 kHz à 18 GHz. Elle comprend les spécifications pour les antennes et les emplacements d'essai.

NOTE Conformément au Guide 107 de l'IEC, la CISPR 16-1-4 est une publication fondamentale en CEM destinée à être utilisée par les comités de produits de l'IEC. Comme indiqué dans le Guide 107, les comités de produits ont la responsabilité de déterminer s'il convient d'appliquer ou non cette norme d'essai en CEM. Le CISPR et ses sous-comités sont prêts à coopérer avec les comités de produits à l'évaluation de la valeur des essais d'immunité particuliers pour leurs produits.

Les exigences de cette publication s'appliquent à toutes les fréquences et à tous niveaux de perturbation rayonnée, dans les limites de la plage de lecture des appareils de mesure du CISPR.

Les méthodes de mesure sont traitées dans la Partie 2-3, des informations supplémentaires sur les perturbations radioélectriques sont données dans la Partie 3 et les incertitudes, les statistiques et la modélisation des limites sont couvertes par la Partie 4 de la CISPR 16.

2 Références normatives

Les documents suivants cités dans le texte constituent, pour tout ou partie de leur contenu, des exigences du présent document. 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 16-1-1:2019, *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*

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*
CISPR 16-1-5:2014/AMD1:2016

CISPR 16-1-6:2014, *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 – Etalonnage des antennes CEM*
CISPR 16-1-6:2014/AMD1:2017
CISPR 16-1-6:2014/AMD2:2022

CISPR 16-2-3:2016, *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 – Mesurages des perturbations rayonnées*

CISPR 16-2-3:2016/AMD1:2019

CISPR 16-2-3:2016/AMD2:20—

CISPR TR 16-3, *Spécifications des méthodes et des appareils de mesure des perturbations radioélectriques et de l'immunité aux perturbations radioélectriques – Partie 3: Rapports techniques du CISPR*

CISPR 16-4-2, *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 mesure CEM*

IEC 60050-161, *Vocabulaire Electrotechnique International (IEV) – Chapitre 161: Compatibilité électromagnétique*

IEC 61000-4-20, *Compatibilité électromagnétique (CEM) – Partie 4-20: Techniques d'essai et de mesure – Essais d'émission et d'immunité dans les guides d'onde TEM*

IEC 61000-4-21, *Compatibilité électromagnétique (CEM) – Partie 4-21: Techniques d'essai et de mesure – Méthodes d'essai en chambre réverbérante*

3 Termes, définitions et termes abrégés

Pour les besoins du présent document, les termes, les définitions et les termes abrégés dans CISPR 16-1-1, de la CISPR 16-1-5, de l'IEC 60050-161 ainsi que les suivants, s'appliquent.

L'ISO et l'IEC tiennent à jour des bases de données terminologiques destinées à être utilisées en normalisation, consultables aux adresses suivantes:

- IEC Electropedia: disponible à l'adresse <http://www.electropedia.org/>
- ISO Online browsing platform: disponible à l'adresse <http://www.iso.org/obp>

3.1 Termes et définitions

3.1.1

antenne

transducteur qui convertit l'énergie électromagnétique guidée de la ligne d'alimentation en onde rayonnée, et inversement

Note 1 à l'article: Dans le contexte du présent document, s'agissant des antennes pour lesquelles un symétriseur est intrinsèque au fonctionnement de l'antenne, le terme "antenne" inclut le symétriseur.

3.1.2

facteur d'antenne

FA

F_a

rapport entre l'intensité du champ électrique d'une onde plane incidente provenant de la direction correspondant à l'axe mécanique (c'est-à-dire l'axe principal de l'antenne) et la tension induite sur une charge spécifiée connectée à l'antenne, mesurée dans un environnement en espace libre

Note 1 à l'article: L'abréviation FA est utilisée comme terme général pour indiquer le facteur d'antenne, alors que F_a indique le FA de l'axe dans l'espace libre. Le FA est affecté par l'impédance de charge (en général de 50 Ω) connectée à l'antenne et dépend de la fréquence. Pour une antenne biconique, cette impédance pourrait atteindre

200 Ω. L'impédance des antennes sans symétriseur est égale à l'impédance de charge (généralement de 50 Ω). Le FA peut être affecté par le couplage mutuel de l'antenne au plan de sol et dépend de la directivité. Pour plus de détails, voir les définitions et 4.2 de la CISPR 16-1-6:2014.

Note 2 à l'article: La dimension physique du FA est m^{-1} et les données mesurées sont normalement exprimées en dB par rapport à $1/m$ [dB(m^{-1})]. Dans les mesures des perturbations rayonnées, si F_a est connu, le champ incident, E , peut être estimé à partir d'un relevé, V , d'un récepteur de mesure connecté à l'antenne comme suit:

$$E = V + F_a$$

où E est exprimé en dB($\mu V/m$), V en dB(μV) et F_a en dB(m^{-1}).

3.1.3

affaiblissement de site de référence avec une paire d'antennes

A_{APR}

affaiblissement de site de 30 MHz à 1 GHz qui correspond aux polarisations verticale et horizontale, obtenu avec une paire d'antennes séparées par une distance spécifiée sur un emplacement d'essai en espace libre idéal, une antenne se trouvant à une hauteur fixe spécifiée au-dessus du plan de sol et l'autre antenne balayant une plage de hauteur spécifiée où la perte d'insertion minimale est enregistrée

Note 1 à l'article: Tandis que la valeur A_{APR} idéale repose sur un emplacement idéal, la valeur A_{APR} réelle est également mesurée à un REFTS (voir 6.6.3), ou à un OATS de grande taille (voir 6.6.4), et les valeurs mesurées sont utilisées comme référence pour comparer les résultats de mesure d'affaiblissement de site correspondants à un COMTS ainsi que pour déterminer l'aptitude d'un OATS à être utilisé dans le cadre de la méthode de site de référence (RSM, *Reference Site Method*).

Note 2 à l'article: A_{APR} étant défini à partir d'un OATS idéal, la différence entre l'OATS réel et un OATS idéal est traitée comme une contribution aux incertitudes.

3.1.4

point de référence de l'antenne

point médian d'une antenne à partir duquel est mesurée la distance entre cette antenne et l'appareil en essai (EUT) ou la deuxième antenne

Note 1 à l'article: Le point de référence de l'antenne est défini soit par le fabricant, à l'aide d'un repère sur les antennes LPDA, soit par le laboratoire d'étalonnage.

3.1.5

symétriseur

dispositif permettant de transformer une ligne de transmission non symétrique en une ligne de transmission symétrique, et inversement

Note 1 à l'article: Un symétriseur est utilisé, par exemple, pour coupler des éléments d'antenne symétriques à une ligne d'alimentation non symétrique (un câble coaxial, par exemple). Un symétriseur peut donner une transformation d'impédance inhérente différente de l'unité.

3.1.6

emplacement d'essai pour l'étalonnage

CALTS

emplacement d'essai en espace libre à plan de sol métallique présentant un affaiblissement de site en polarisation horizontale du champ électrique très précisément spécifié

Note 1 à l'article: Un CALTS est utilisé pour déterminer le facteur d'antenne en espace libre d'une antenne.

Note 2 à l'article: L'abréviation "CALTS" est dérivée du terme anglais développé correspondant "CALibration Test Site".

3.1.7

dispositif d'absorption en mode commun

CMAD

dispositif qui peut être appliqué sur des câbles à leur sortie du volume d'essai au cours des mesures des perturbations rayonnées pour réduire l'incertitude de conformité

Note 1 à l'article: L'abréviation "CMAD" est dérivée du terme anglais développé correspondant "Common Mode Absorption Device".

3.1.8

emplacement d'essai de conformité

COMTS

environnement qui garantit des résultats de mesure valides et reproductibles des perturbations en champ électrique produites par des appareils en essai afin d'évaluer leur conformité à des limites

Note 1 à l'article: L'abréviation "COMTS" est dérivée du terme anglais développé correspondant "COMpliance Test Site".

3.1.9

réponse en polarisation croisée

XPR

mesure de la réjection par l'antenne du champ à polarisation croisée lorsque l'antenne subit une rotation dans un champ électromagnétique à polarisation linéaire de phase et d'amplitude uniformes au-dessus de l'ouverture de l'antenne en essai

Note 1 à l'article: L'abréviation "XPR" est dérivée du terme anglais développé correspondant "cross-Polar Response".

3.1.10

volume d'EUT

cylindre défini par le diamètre et la hauteur limites de l'EUT et qui inclut entièrement toutes les parties de l'EUT réel, y compris les chemins de câbles et 1,6 m de longueur de câble (30 MHz à 1 GHz) et 0,3 m de longueur de câble (1 GHz et plus)

Note 1 à l'article: Le volume d'essai fait partie des nombreux critères limitatifs du volume d'EUT (voir CISPR 16-2-3).

Note 2 à l'article: Le diamètre du volume d'EUT est D (diamètre limite) et sa hauteur est h .

3.1.11

enceinte complètement anéchoïque

FAR

enceinte dont les six surfaces internes sont tapissées par un matériau absorbant l'énergie des radiofréquences (c'est-à-dire un absorbant RF) qui atténue l'énergie électromagnétique dans la gamme de fréquences concernée

Note 1 à l'article: Pour la mesure des perturbations rayonnées en général, il convient de construire la FAR à l'intérieur d'une enceinte blindée.

Note 2 à l'article: L'abréviation "FAR" est dérivée du terme anglais développé correspondant "Fully-Anechoic Room".

3.1.12

antenne hybride

antenne composée d'une section de réseau de doublets log-périodiques (LPDA) à élément filaire et d'un doublet à large bande

Note 1 à l'article: L'élément le plus long de la section LPDA est en général résonant à environ 200 MHz, et le bras est rallongé à l'extrémité du circuit ouvert pour alimenter la section de doublet à large bande raccordée (biconique ou en forme de nœud papillon, par exemple). Dans la gamme comprise entre 30 MHz et 200 MHz, le doublet à large bande donne des performances analogues à celles d'une antenne biconique, notamment dans la variation du facteur d'antenne en fonction de la hauteur.

Note 2 à l'article: Une inductance à noyau commun est en général utilisée à l'extrémité du circuit ouvert (c'est-à-dire à l'arrière) du bras pour réduire le plus possible les courants RF parasites (non voulus) sur le conducteur extérieur du câble coaxial qui pénètrent dans le récepteur de mesure.

3.1.13

emplacement d'essai en espace libre idéal

emplacement d'essai en espace libre ayant un plan de sol parfaitement plat, parfaitement conducteur et de surface infinie, et ne comportant pas d'objet réfléchissant à l'exception du plan de sol

Note 1 à l'article: Un OATS idéal est un concept théorique qui est utilisé dans la définition des mesurandes A_{APR} , A_{LPR} , et dans le calcul de l'affaiblissement normalisé A_N et de la perte d'insertion normalisée Ani_{Ni} des sites à plan de sol.

3.1.14

perte d'insertion

perte due à l'insertion d'un dispositif dans une ligne de transmission, exprimée comme le rapport des tensions immédiatement avant et après le point d'insertion d'un dispositif en essai, avant et après l'insertion

Note 1 à l'article: La perte d'insertion est égale à l'inverse du paramètre S de transmission, $|1/S_{21}|$.

3.1.15

antenne à faible incertitude

antenne biconique ou LPDA robuste satisfaisant aux exigences de performance d'équilibrage et de XPR du présent document et dont le facteur d'antenne a une incertitude meilleure que 0,5 dB, utilisée pour la mesure de l'intensité du champ électrique en un point défini de l'espace

Note 1 à l'article: Les antennes à faible incertitude sont décrites de manière plus détaillée en A.2.3.

3.1.16

axe de visée mécanique

sens de l'axe de visée

axe de visée

direction du faisceau principal définie par les propriétés géométriques 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.

3.1.17

niveau zéro

minimum d'un niveau de signal résultant de la somme vectorielle des signaux directs et des signaux réfléchis sur le plan de masse 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 plan de masse. 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 plan de masse sont en opposition de phase, ce qui peut entraîner des incertitudes importantes dans le calcul de la mesure du champ électrique. Un niveau zéro s'étend de 90° à 180° à l'extérieur de la phase. A 90°, la profondeur de niveau zéro est d'environ 6 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).

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 nœud (d'une onde stationnaire) comme étant lieu des points d'un milieu de propagation où, lorsque deux ondes produisent une onde stationnaire, la somme vectorielle des valeurs, pour ces deux ondes, d'une même grandeur de champ spécifiée a un module minimal.

3.1.18

site d'essai en quasi espace libre

installation pour les mesures des perturbations rayonnées, destinée à réaliser des conditions d'espace libre

Note 1 à l'article: Les réflexions indésirables provenant de l'environnement sont maintenues à un niveau minimal afin de satisfaire au critère d'acceptation de site applicable à la mesure des perturbations rayonnées prise en compte.

3.1.19

emplacement d'essai de référence

REFTS

emplacement d'essai en espace libre à plan de sol métallique présentant un affaiblissement de site en polarisation horizontale et verticale du champ électrique très précisément spécifié

Note 1 à l'article: Les mesures d'affaiblissement d'emplacement d'un REFTS sont utilisées pour la comparaison avec les mesures correspondantes d'affaiblissement d'emplacement d'un emplacement d'essai de conformité afin d'évaluer les performances de l'emplacement d'essai de conformité.

Note 2 à l'article: L'abréviation "REFTS" est dérivée du terme anglais développé correspondant "REFerence Test Site".

3.1.20

coefficient de réflexion

rapport d'une grandeur commune entre ondes progressives réfléchies et incidentes

Note 1 à l'article: Ainsi, le coefficient de réflexion en tension est défini comme le rapport de la tension complexe de l'onde réfléchie sur la tension complexe de l'onde incidente. Le coefficient de réflexion en tension est égal au paramètre de dispersion S_{11} .

3.1.21

antenne doublet résonante

antenne doublet accordée

antenne composée de deux conducteurs droits et collinéaires de même longueur, placés bout à bout, séparés par un petit espacement composant 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 présente une réactance nulle quand le doublet est situé en espace libre

3.1.22

paramètres de dispersion

paramètres S

jeu de quatre paramètres utilisés pour décrire les propriétés d'un réseau à deux accès inséré dans une ligne de transmission

3.1.23

chambre semi-anéchoïque

SAC

enceinte protégée dans laquelle cinq des six surfaces intérieures sont garnies d'un matériau absorbant l'énergie aux fréquences radioélectriques (c'est-à-dire un absorbeur RF) qui absorbe l'énergie électromagnétique dans la gamme de fréquences concernée et dont la surface horizontale inférieure est un plan de sol conducteur destiné à être utilisé avec un équipement d'essai OATS

Note 1 à l'article: L'abréviation "SAC" est dérivée du terme anglais développé correspondant "Semi-Anechoic Chamber".

3.1.24

méthode d'étalonnage "short-open-load-through"

SOLT

méthode d'étalonnage "through-open-short-match"

TOSM

méthode d'étalonnage pour analyseur de réseau vectoriel utilisant trois impédances de référence connues – court-circuit, circuit ouvert, et charge adaptée, et une norme de transmission unique – connexion directe

Note 1 à l'article: La méthode SOLT est largement utilisée et les kits d'étalonnage nécessaires avec des composants d'impédance caractéristique de 50 Ω sont très répandus. Un modèle complet de correction d'erreur

pour deux accès comprend six termes d'erreur pour chacune des voies, transmission et réflexion, soient douze termes d'erreur distincts au total, ce qui exige douze mesures de référence pour réaliser l'étalonnage.

Note 2 à l'article: L'abréviation "SOLT" est dérivée du terme anglais développé correspondant "short-open-load-through".

Note 3 à l'article: L'abréviation "TOSM" est dérivée du terme anglais développé correspondant "through-open-short-match".

3.1.25

affaiblissement de l'emplacement

SA

A_s

perte d'insertion d'emplacement minimale mesurée entre deux antennes adaptées en polarisation situées à un emplacement d'essai 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 3.1.26) et "affaiblissement de l'emplacement" décrivent essentiellement la même mesure. Toutefois, le terme "affaiblissement de l'emplacement" (SA) est utilisé dans le cadre d'une recherche d'une "perte d'insertion de l'emplacement" (SIL) minimal entre une paire d'antennes lorsqu'une antenne a été analysée à une certaine hauteur au-dessus du plan de sol.

Note 2 à l'article: L'abréviation "SA" est dérivée du terme anglais développé correspondant "Site Attenuation".

3.1.26

perte d'insertion de l'emplacement

SIL

A_i

perte de transmission entre deux antennes adaptées en polarisation lorsqu'une connexion électrique directe entre la sortie du générateur de signal et l'entrée du récepteur de mesure est remplacée par une antenne d'émission et une antenne de réception placées aux positions spécifiées sur un emplacement d'essai

Note 1 à l'article: L'abréviation "SIL" est dérivée du terme anglais développé correspondant "Site Insertion Loss".

Note 2 à l'article: Pour les antennes-cadres, les positions de leurs points d'alimentation doivent être celles spécifiées dans le présent document.

3.1.27

volume d'essai

volume validé à l'intérieur d'un dispositif d'essai dans lequel un EUT (appareil en essai) peut être placé

Note 1 à l'article: Les procédures de validation fournies dans le présent document permettent de déterminer le volume d'essai.

Note 2 à l'article: Le volume d'essai tel qu'il est défini dans le présent document est de forme cylindrique. Des formes différentes ont été définies dans d'autres documents, par exemple une forme cubique dans l'IEC 61000-4-20 [22] (guides d'onde TEM).

3.1.28

étalonnage "through-reflect-line" (TRL)

méthode d'étalonnage pour un analyseur de réseau vectoriel utilisant trois références d'impédance connues "de transmission", "de réflexion" et "de ligne" pour l'étalonnage interne ou externe du VNA (analyseur de réseau vectoriel)

Note 1 à l'article: Quatre mesures de référence sont nécessaires pour cet étalonnage.

Note 2 à l'article: L'abréviation "TRL" est dérivée du terme anglais développé correspondant "through-reflect-line".

3.1.29

analyseur de réseau vectoriel

VNA

analyseur de réseau capable de mesurer des valeurs complexes des quatre paramètres S , S_{11} , S_{12} , S_{21} , S_{22}

Note 1 à l'article: L'abréviation "VNA" est dérivée du terme anglais développé correspondant "Vector Network Analyzer".

3.1.30

perte d'insertion de l'emplacement de référence avec une paire d'antennes

A_{LPR}

perte d'insertion de l'emplacement de 9 kHz à 30 Mhz pour trois orientations avec une paire d'antennes séparées par une distance spécifiée à un emplacement d'essai en espace libre idéal, les deux antennes se trouvant à une hauteur fixe spécifiée au-dessus du plan de sol, et avec des positions spécifiées des points d'alimentation

Note 1 à l'article: Alors qu'une perte idéale A_{LPR} est basée sur un emplacement idéal, A_{LPR} est mesuré à un REFTS (voir 5.5.3) et les résultats de mesure sont utilisés comme référence afin de comparer les résultats de mesure de perte d'insertion de l'emplacement correspondant à un emplacement d'essai de conformité (COMTS) pour évaluer les performances de ce COMTS.

Note 2 à l'article: A_{LPR} étant défini à partir d'un OATS idéal, la différence entre l'OATS réel et un OATS idéal est traitée comme une contribution aux incertitudes.

3.1.31

point d'alimentation (d'une antenne-cadre blindée)

position de la fente dans le blindage de l'antenne-cadre

Note 1 à l'article: Le point d'alimentation d'une antenne-cadre blindée joue un rôle important pour assurer un montage correct. La position du point d'alimentation a une influence sur la perte d'insertion de l'emplacement entre deux antennes à champ magnétique [33].

Note 2 à l'article: Pour la simulation à l'aide du NEC [27], la source de l'antenne d'émission et la charge de l'antenne de réception sont placées à cet endroit.

3.2 Termes abrégés

La liste suivante définit les abréviations utilisées dans le présent document qui ne sont pas déjà définies en 3.1.

AUT	antenna under test (antenne en essai)
DANL (Displayed Average Noise Level)	niveau de bruit moyen affiché
DRH	double ridged horn (cornet à double strie)
EUT	equipment under test (matériel en essai)
FSOATS	free-space OATS (emplacement d'essai en zone dégagée en espace libre)
PH	polarisation horizontale
LLA	large-loop antenna (antenne de grand diamètre)
LLAS	large-loop antenna system (système de grande antenne-cadre)
LPDA	log-periodic dipole array (réseau de doublets log-périodiques)
NSA	normalised site attenuation (affaiblissement normalisé de l'emplacement)
NSIL (Normalized Site Insertion Loss)	perte d'insertion normalisée de l'emplacement
OATS	open-area test site (emplacement d'essai en espace libre)
PDF	probability density function (fonction de densité de probabilité)

RF	radiofréquence
RSM	reference site method (méthode de site de référence)
RX	receive (réception)
S_{VSWR}	site voltage standing wave ratio (rapport d'ondes stationnaires en tension de l'emplacement)
TX	transmit (émission)
VP	vertical polarization (polarisation verticale)
ROS	rapport d'ondes stationnaires en tension
XP	cross polarization (polarisation croisée)

4 Antennes pour la mesure des perturbations radioélectriques rayonnées

4.1 Généralités

Des antennes du type de celles qui sont utilisées pour les mesures des perturbations rayonnées, ayant été étalonnées, doivent être utilisées pour mesurer le champ, en tenant compte de leurs diagrammes de rayonnement et du couplage mutuel avec leurs environnements. L'antenne et les circuits insérés entre elle et le récepteur de mesure ne doivent pas affecter de manière appréciable les caractéristiques globales du récepteur de mesure. Lorsque l'antenne est connectée au récepteur de mesure, le système de mesure doit être conforme aux exigences de bande passante de la CISPR 16-1-1 pour la bande de fréquences concernée.

L'antenne doit être polarisée linéairement. Elle doit être orientable de façon à pouvoir effectuer la mesure du rayonnement incident suivant toutes les directions de polarisation. La hauteur du centre de l'antenne au-dessus du sol ou au-dessus de l'absorbant dans une FAR peut devoir être réglable pour répondre à une procédure de mesure spécifique.

La précision de mesure de champ d'un champ uniforme d'un signal sinusoïdal doit être meilleure que ± 3 dB lorsqu'on utilise une antenne conforme aux exigences du présent paragraphe avec un récepteur de mesure conforme aux exigences de la CISPR 16-1-1.

NOTE Cette exigence ne comprend pas l'influence de l'emplacement d'essai.

Voir Annexe A pour plus d'informations sur les paramètres des antennes à large bande.

4.2 Paramètre physique (mesurande) pour les mesures des perturbations rayonnées

Le paramètre physique, pour les mesures des perturbations rayonnées faites par rapport à une limite de perturbation exprimée en volts par mètre est l'intensité du champ électrique mesuré en un point défini de l'espace par rapport à la position de l'appareil en essai (EUT). De manière plus spécifique, pour les mesures dans la gamme de fréquences de 30 MHz à 1 000 MHz sur un emplacement d'essai en zone dégagée (OATS) ou dans une chambre semi-anéchoïque (SAC), la grandeur à mesurer est le champ maximal en fonction des polarisations horizontale et verticale et à des hauteurs comprises entre 1 m et 4 m, et à une distance horizontale de 10 m de l'EUT, tandis que l'EUT subit une rotation selon tous les angles du plan azimutal.

4.3 Antennes pour la plage de fréquences comprises entre 9 kHz et 150 kHz

4.3.1 Généralités

L'expérience a montré que, dans cette gamme de fréquences, c'est la composante magnétique du champ qui est à l'origine de la plupart des perturbations observées.

4.3.2 Antenne à champ magnétique

4.3.2.1 Généralités

Une antenne-cadre blindée de dimensions telles que l'antenne-cadre puisse s'inscrire entièrement dans un carré de 60 cm de côté doit être utilisée. Le blindage, à l'exception de l'unité électronique comprenant les éléments de montage mécanique et les câbles raccordés, doit être pris en compte lors de l'application du critère de taille; voir Figure 34.

Pour la validation des emplacements conformément au 5.5, l'antenne-cadre ne doit présenter qu'une seule spire.

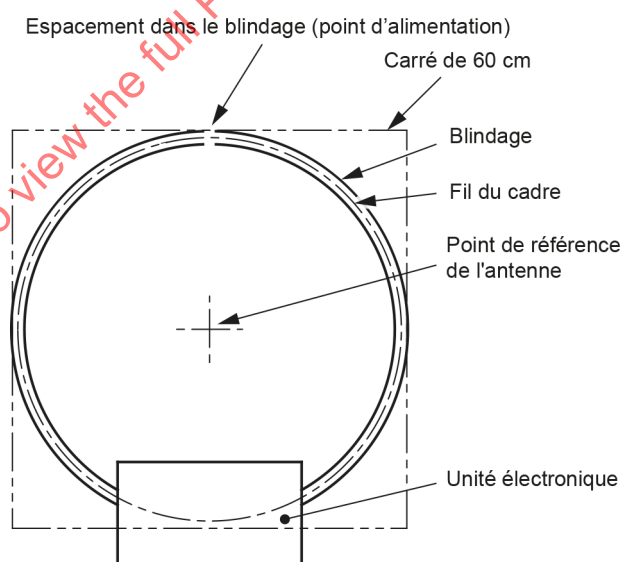
NOTE 1 La dérivation des valeurs de NSIL décrite à l'Annexe J est moins compliquée et plus exacte pour les cadres à une seule spire.

L'unité d'intensité de champ magnétique est le $\mu\text{A/m}$. En unités logarithmiques, H est exprimé en dB ($\mu\text{A/m}$), soit 20 fois le logarithme de l'intensité de champ mesurée. La limite de perturbation associée doit être exprimée dans les mêmes unités.

NOTE Des mesures directes de la composante de champ magnétique rayonné, en dB ($\mu\text{A/m}$) ou en $\mu\text{A/m}$, peuvent être effectuées dans toutes les conditions, c'est-à-dire en champ proche ou en champ lointain [32].

Le point de référence de l'antenne-cadre blindée est spécifié comme étant le point central du cercle ou du rectangle formé par le cadre, sans tenir compte des symétriseurs raccordés ou des éléments de montage mécanique.

L'antenne à champ magnétique doit être étalonnée conformément à la CISPR 16-1-6 pour déterminer le facteur d'antenne à champ magnétique. Le facteur d'antenne à champ magnétique est exigé pour la validation des emplacements conformément au 5.5, ainsi que pour les mesures des perturbations rayonnées conformément à la CISPR 16-2-3.



IEC

NOTE Cet exemple représente l'antenne-cadre circulaire de diamètre maximal qui satisfait encore au critère de taille.

Figure 34 – Exemple d'antenne-cadre de taille adaptée

4.3.2.2 Considérations relatives aux antennes actives

En principe, une antenne active peut être considérée comme une antenne passive avec un préamplificateur. L'Annexe J de la CISPR 16-1-1:2019 décrit les problèmes qui peuvent survenir lorsque des préamplificateurs sont utilisés. Une plage dynamique plus étendue est exigée, en particulier lors du mesurage de signaux pulsés.

En cas d'utilisation d'antennes actives, il est recommandé d'utiliser les types équipés d'un indicateur de surcharge. Dans ce cas, l'indicateur doit être observé de manière à détecter toute situation de surcharge et à prendre des mesures pour la corriger.

Sinon, la tension de sortie de l'antenne doit être vérifiée simultanément à l'aide d'un oscilloscope, en utilisant un connecteur en T pour diviser le câble de réception. Ce connecteur en T doit être raccordé directement à l'entrée d'un oscilloscope et la deuxième sortie au récepteur par l'intermédiaire d'un câble. L'oscilloscope doit être réglé sur une impédance d'entrée élevée afin de réduire le plus possible toute influence sur le résultat de mesure. Le point de déclenchement de l'oscilloscope doit être réglé sur une tension correspondant au point de compression de 1 dB de l'antenne active. La mesure est par hypothèse admise comme étant valide si aucun événement déclencheur ne se produit pendant toute la durée de mesure.

NOTE L'influence de l'impédance d'entrée de l'oscilloscope sur le résultat de mesure est négligeable. Pour 1 M Ω en parallèle avec 20 pF, l'erreur est inférieure à 0,04 dB.

Un répartiteur de puissance résistif peut être utilisé à la place d'un connecteur en T. Dans ce cas, l'impédance d'entrée de l'oscilloscope doit être réglée sur 50 Ω . Le bruit de fond du système peut être augmenté en insérant une perte de 6 dB entre l'antenne et le récepteur. La perte à travers le répartiteur de puissance doit être prise en compte lors de la détermination du niveau de champ magnétique mesuré (c'est-à-dire additionnée au niveau mesuré par le récepteur).

L'intensité de champ mesurable la plus élevée est généralement indiquée dans la fiche technique de l'antenne, qui doit être vérifiée afin de s'assurer de sa validité pour l'ensemble de la plage de fréquences de mesure.

Le rapport entre la valeur de crête de l'intensité de champ et la puissance de la fréquence fondamentale dépend du type de perturbation. Pour les signaux à modulation de largeur d'impulsion en particulier, cette valeur peut atteindre 30 dB ou plus; voir [26]. La valeur de crête d'un signal de perturbation doit être prise en compte dans l'étude de la surcharge.

L'utilisation d'une antenne active peut ne pas être nécessaire à des distances de mesure de 3 m ou 5 m. Les antennes passives peuvent être adaptées pour fournir un rapport signal sur bruit suffisant.

4.3.3 Blindage de l'antenne cadre

Un blindage inapproprié d'une antenne cadre peut donner lieu à une réponse de champ électrique. La discrimination du champ électrique de l'antenne doit être évaluée par une rotation de l'antenne dans un champ uniforme, de manière que le plan du cadre reste parallèle au vecteur du champ électrique. Lorsque le plan de l'antenne cadre est perpendiculaire au flux magnétique et qu'ensuite l'antenne subit une rotation de manière que son plan soit parallèle au flux magnétique, la réponse mesurée doit décroître d'au moins 20 dB.

4.4 Antennes pour la plage de fréquences comprises entre 150 kHz et 30 MHz

4.4.1 Antenne à champ électrique

Pour la mesure de la composante électrique du rayonnement, une antenne symétrique ou dissymétrique peut être utilisée. Si une antenne dissymétrique est utilisée, la mesure se

rapporte uniquement à l'effet du champ électrique sur une antenne unipolaire (fouet). Le type d'antenne utilisé doit être indiqué en même temps que le résultat des mesures.

Les informations relatives au calcul des caractéristiques de performance d'une antenne unipolaire (fouet) et à la caractérisation de son réseau d'adaptation sont données dans la CISPR 16-1-6. La CISPR 16-1-6 indique que le facteur d'antenne obtenu avec la méthode Equivalent Capacitance Substitution Method (substitution d'une capacité équivalente) (ECSM) présente des incertitudes plus élevées pour les longueurs unipolaires supérieures à un huitième de longueur d'onde.

L'unité de champ électrique doit être le $\mu\text{V/m}$. En unités logarithmiques, E doit être exprimé en dB ($\mu\text{V/m}$), soit 20 fois le logarithme du niveau de champ mesuré. La limite de perturbation associée doit être exprimée dans les mêmes unités.

4.4.2 Antenne à champ magnétique

Pour la mesure de la composante magnétique du rayonnement, l'antenne cadre blindée électriquement décrite en 4.3.2 doit être utilisée.

NOTE Les antennes cadres accordées, électriquement symétriques, peuvent être utilisées pour effectuer des mesures pour des champs magnétiques aussi faibles que $-51,5 \text{ dB } (\mu\text{A/m})$ en utilisant une détection QP dans la gamme de fréquences de 1,6 MHz à 30 MHz, c'est-à-dire plus faibles que les antennes cadres non accordées, électriquement blindées, où le niveau de bruit est approximativement 25 dB plus grand.

4.4.3 Symétrisation et discrimination du champ électrique des antennes

Si une antenne à champ électrique symétrique est utilisée, elle doit satisfaire aux exigences de 4.5.4. Si une antenne à champ magnétique symétrique est utilisée, elle doit satisfaire aux exigences de 4.3.3.

4.5 Antennes pour la plage de fréquences comprises entre 30 MHz et 1 000 MHz

4.5.1 Généralités

Dans cette gamme de fréquences, les mesures concernent l'intensité du champ électrique, c'est pourquoi les antennes à champ magnétique ne sont pas incluses. L'antenne doit être une antenne analogue à un doublet conçue pour mesurer l'intensité du champ électrique, et le facteur d'antenne en espace libre doit être utilisé. Les types d'antennes comprennent:

- des antennes doublet accordées dont les paires d'éléments sont soit des fouets droits soit de forme conique;
- des doublets réseau comme les antennes réseau de doublets log-périodiques (LPDA), comprenant une série de jeux échelonnés d'éléments de fouet droit;
- des antennes hybrides.

4.5.2 Antenne à faible incertitude pour utilisation en cas de non-conformité présumée des limites d'intensité du champ électrique

Pour diminuer l'incertitude de mesure, il est préférable d'utiliser l'intensité de champ électrique mesurée par une antenne biconique type ou par une antenne LPDA, en particulier par rapport à celle mesurée par des antennes hybrides. Les antennes types biconiques et LPDA sont définies dans l'Annexe A, et seules les antennes étalonnées doivent être utilisées.

NOTE 1 Des incertitudes améliorées sont obtenues en utilisant une antenne biconique dans la gamme de fréquences de 30 MHz à 250 MHz et une antenne LPDA dans la gamme de fréquences de 250 MHz à 1 GHz. Sinon, une fréquence de transfert de 200 MHz peut être utilisée, mais les incertitudes dues aux variations de centre de phase de la LPDA seront supérieures.

NOTE 2 L'incertitude de mesure des perturbations rayonnées provenant d'un EUT dépend de nombreux facteurs d'influence différents comme la qualité de l'emplacement, l'incertitude du facteur d'antenne, le type d'antenne et les caractéristiques du récepteur de mesure. La raison qui prévaut à la définition d'antennes à faible incertitude est de limiter d'autres influences d'antenne sur l'incertitude de mesure, comme l'effet du couplage mutuel avec un plan de sol, le diagramme de rayonnement par rapport au balayage de la hauteur et à la position variable du centre de

phase. La vérification des effets de ces influences est réalisée en comparant les valeurs lues des deux antennes à la fréquence de commutation choisie, dont il convient qu'elle donne la même valeur pour l'intensité du champ électrique dans les limites d'une marge de ± 1 dB.

4.5.3 Caractéristiques d'antenne

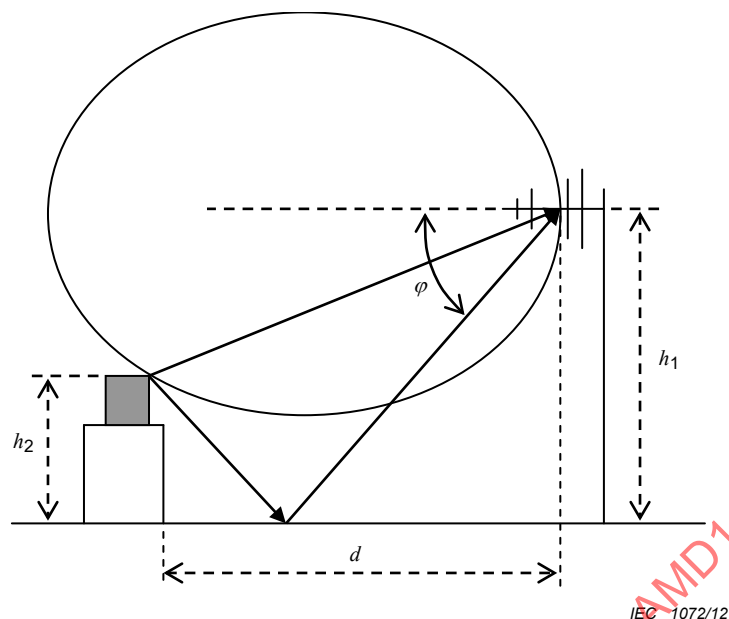
Étant donné que la sensibilité d'un doublet simple est faible pour la plage de fréquences comprises entre 300 MHz et 1 000 MHz, une antenne plus complexe peut être utilisée. Une telle antenne doit avoir les caractéristiques suivantes:

- a) L'antenne doit être polarisée linéairement, ce qui doit être contrôlé en appliquant la procédure d'essai de polarisation croisée de 4.5.5.
- b) Les antennes à doublets symétriques, comme les doublets accordés et les antennes biconiques, doivent présenter des performances de symétriseur validées, ce qui doit être contrôlé en appliquant la procédure d'essai de symétrie de 4.5.4. Cette exigence s'applique aussi aux antennes hybrides en dessous de 200 MHz.
- c) L'affaiblissement de réflexion de l'antenne avec le câble d'alimentation de l'antenne connecté ne doit pas être inférieur à 10 dB. Un atténuateur d'adaptation peut être intégré au câble d'alimentation des antennes si cela s'avère nécessaire pour satisfaire à cette exigence.
- d) Un facteur d'antenne (FA) doit être indiqué pour permettre de satisfaire aux exigences d'exactitude de 4.1.

Pour tenir compte de la directivité des antennes: est retenu pour hypothèse un site d'essai avec un plan de sol conducteur, aux fins de la description des caractéristiques d'antenne suivantes. L'amplitude du signal reçu est réduite si l'un ou l'autre signal ou les deux signaux direct et réfléchi par le sol de l'EUT vers l'antenne n'entrent pas dans le lobe principal du diagramme de rayonnement de l'antenne à sa valeur de crête. La valeur de crête est habituellement dans le sens de l'axe de visée de l'antenne. Cette réduction de l'amplitude est prise en compte comme une erreur dans le résultat de mesure de la perturbation rayonnée: la tolérance d'incertitude qui s'ensuit est fondée sur la largeur de faisceau, 2ϕ , (voir Figure 1).

Les conditions pour s'assurer que cette erreur n'est pas supérieure à +1 dB sont données au point 1) pour un emplacement de 10 m et au point 2) pour un emplacement de 3 m. En variante, une condition fondée sur le gain d'antenne est donnée au point 3) à la place des conditions rigoureuses du diagramme de rayonnement.

Des mesures de perturbation rayonnée sont réalisées tour à tour avec l'antenne en polarisation horizontale et verticale. Si, par choix, les diagrammes de rayonnement sont mesurés dans un seul plan, les résultats des diagrammes montrant les faisceaux les plus étroits doivent être utilisés, à condition que le diagramme de l'antenne soit vérifié dans le plan horizontal lorsque celle-ci est orientée en polarisation horizontale.



NOTE Les paramètres sont définis dans l'Equation (4).

Figure 1 – Représentation schématique du rayonnement de l'EUT atteignant une antenne LPDA directement et via réflexion sur le sol à un emplacement de 3 m, présentant la moitié de l'angle d'ouverture de faisceau, φ , au niveau du rayon réfléchi

- 1) Pour un OATS de 10 m ou une SAC, la réponse de l'antenne en direction du rayon direct diffère de façon négligeable de l'amplitude suivant l'axe de visée, lorsque l'antenne est alignée de sorte que son axe de visée soit parallèle au plan de sol. La composante de directivité de l'incertitude dans la mesure des perturbations peut être maintenue inférieure à +1 dB si la réponse de l'antenne en direction du rayon réfléchi n'est pas inférieure de plus de 2 dB à la réponse suivant l'axe de visée de l'antenne. Afin de vérifier cette condition, l'ouverture totale du faisceau vertical 2φ de l'antenne de mesure, à l'intérieur de laquelle le gain d'antenne reste inférieur à 2 dB de sa valeur maximale, doit être telle que:

$$\varphi > \tan^{-1} \frac{h_1 + h_2}{d} \quad (3)$$

- 2) Pour des sites avec une séparation inférieure à 10 m, généralement de 3 m, l'ouverture totale du faisceau vertical 2φ de l'antenne de mesure, à l'intérieur de laquelle le gain d'antenne reste inférieur à 1 dB de sa valeur maximale, doit être telle que:

$$2\varphi > \left(\tan^{-1} \frac{h_1 + h_2}{d} \right) - \left(\tan^{-1} \frac{h_1 - h_2}{d} \right) \quad (4)$$

où

h_2 est la hauteur de l'appareil en essai;

h_1 est la hauteur de l'antenne de mesure;

d est la distance horizontale entre le centre de phase de l'antenne de mesure et le dispositif en essai.

L'inclinaison de l'antenne vers le bas peut réduire les incertitudes associées; si elle n'est pas utilisée, la diminution du signal reçu doit être calculée à partir des diagrammes de rayonnement et appliquée comme correction avec incertitude de directivité associée. Des exemples de bilans d'incertitude sont donnés dans la CISPR 16-4-2.

NOTE 1 En retenant pour hypothèse un diagramme de rayonnement de plan E normalisé à la valeur unité sur l'axe de visée (= valeur de crête du lobe principal), enregistrer le champ électrique aux angles de déclinaison de l'antenne pour le rayon direct, E_D , et le rayon réfléchi, E_R . L'erreur, comparée à un champ électrique d'amplitude unitaire pour chacun des rayons directs et réfléchis, est donnée en décibels par: $20 \lg [2/(E_D + E_R)]$.

NOTE 2 La réduction de l'intensité du signal due à une directivité réduite aux angles en dehors de l'axe de visée de l'antenne est une erreur systématique et peut de ce fait être corrigée. Si une correction est appliquée, à partir de la connaissance des diagrammes de rayonnement à chaque fréquence et polarisation, l'incertitude de mesure de l'intensité du signal émis peut être réduite en conséquence.

- 3) Pour les types d'antennes à grande ouverture de faisceau habituellement utilisées pour la mesure des perturbations rayonnées, telles que les antennes biconiques, LPDA et hybrides, l'ouverture de faisceau est inversement liée à la directivité de l'antenne. Une variante du critère fondé sur les ouvertures de faisceau des points 1) et 2) consiste à spécifier le gain maximal d'une antenne, puis à se référer aux tolérances d'incertitude génériques pour la composante de directivité dans le bilan d'incertitudes pour les résultats de la mesure des perturbations. Les incertitudes génériques, fondées sur les ouvertures de faisceaux les plus étroites dans la gamme de fréquences utilisée pour une antenne donnée, figurent dans la CISPR 16-4-2. Le gain isotrope maximal d'antenne pour des antennes biconiques doit être de 2 dB, et il doit être de 8 dB pour les antennes réseau de doublets log-périodiques (LPDA) et les antennes hybrides. Pour les antennes LPDA en V, dont l'ouverture de faisceau dans le plan H est égale à l'ouverture de faisceau dans le plan E, le gain isotrope admis maximal doit être de 9 dB.

4.5.4 Symétrisation de l'antenne

4.5.4.1 Généralités

Dans les mesures des perturbations rayonnées, des courants de mode commun (CM) peuvent exister sur le câble relié à l'antenne de réception (câble d'antenne). Ces courants de CM créent eux-mêmes des champs électromagnétiques qui peuvent être captés par l'antenne de réception si le symétriseur n'est pas symétrisé parfaitement. Les résultats de mesure de perturbation rayonnée peuvent de ce fait être influencés.

Les contributions majeures aux courants de CM dans le câble d'antenne sont causées par:

- a) l'intensité du champ électrique à mesurer, si ce champ a une composante parallèle au câble d'antenne, et
- b) la conversion du mode différentiel (DM) du signal d'antenne (signal utile) en un signal CM du fait de l'imperfection du symétriseur de l'antenne de réception.

En général, les antennes LPDA ne présentent pas une conversion DM/CM (mode différentiel en mode commun) significative. Par conséquent, les vérifications qui suivent s'appliquent aux doublets et aux antennes biconiques sur toute la gamme de fréquences d'exploitation, et aux antennes hybrides sur la gamme de fréquences de la section du doublet à large bande (dans la plupart des cas de 30 MHz à 200 MHz).

4.5.4.2 Vérification de la conversion de mode différentiel en mode commun (DM/CM) du symétriseur

La méthode suivante décrit la mesure de deux tensions, V_1 et V_2 . Le rapport de ces tensions, exprimées dans la même unité, par exemple en μV , est une mesure de la conversion DM/CM (également baptisée déséquilibre du symétriseur, symétrie du symétriseur, ou symétrie de l'antenne).

- a) Placer l'antenne de réception en essai en polarisation verticale, la hauteur de son centre étant de 1,0 m au-dessus du plan de masse d'un OATS ou d'une SAC. La pointe de l'antenne doit se situer à au moins 0,25 m au-dessus du plan de masse. Sortir une longueur de $1,5 \text{ m} \pm 0,1 \text{ m}$ de câble d'antenne horizontalement derrière l'élément actif arrière de l'antenne de réception à une hauteur de 1,0 m au-dessus du plan de masse et la laisser ensuite tomber verticalement sur le plan de masse.

- b) Pour une caractérisation normale du déséquilibre de l'antenne de réception, placer une deuxième antenne (d'émission) en polarisation verticale à une distance horizontale de 10 m du centre de l'AUT. Le centre de l'antenne d'émission doit être à une hauteur de 1,0 m au-dessus du plan de masse et sa pointe doit se situer à au moins 0,25 m au-dessus du plan de masse. L'antenne d'émission doit être polarisée linéairement et avoir une réjection de polarisation croisée supérieure à 20 dB dans la gamme de fréquences de l'essai du symétriseur. Pour une gamme de fréquences au-dessus de 200 MHz, la hauteur de l'antenne d'émission doit varier pour éviter les niveaux nuls de la réponse SIL. Des mesures à des distances plus courtes (3 m et 5 m, par exemple) peuvent être effectuées pour déterminer la contribution aux incertitudes du déséquilibre du symétriseur à ces distances.
- c) Connecter une source de signal à l'antenne d'émission (par exemple un générateur de poursuite, ou la sortie source d'un analyseur de réseau). Ensuite, régler le niveau de sortie de cette source de signal de manière à ce que, dans la gamme de fréquences concernée et pour les deux orientations verticales de l'antenne, le rapport signal sur bruit ambiant au niveau du récepteur soit de 34 dB (17 dB pour la détection de valeur moyenne) ou plus.
- d) Enregistrer la tension V_1 au niveau du récepteur dans la gamme de fréquences concernée.
- e) Retourner l'antenne de réception (c'est-à-dire tourner l'antenne de 180°) sans rien changer d'autre dans la disposition d'essai, en particulier le câble de l'antenne de réception, et sans faire varier le réglage de la source de signal.
- f) Enregistrer la tension V_2 au niveau du récepteur dans la gamme de fréquences concernée.
- g) La conversion DM/CM est suffisamment faible si $|20 \lg (V_1/V_2)| < 1$ dB.

NOTE 1 Pour les besoins des mesures de perturbations rayonnées, si le critère de conversion DM/CM n'est pas respecté, des anneaux de ferrite autour du câble peuvent réduire la conversion DM/CM. Le laboratoire d'essai CEM peut répéter l'essai avec quatre anneaux de ferrite espacés approximativement de 20 cm, en plaçant le premier à moins de 10 cm de l'entrée du symétriseur. Si le critère est respecté en utilisant ces anneaux de ferrite, les anneaux de ferrite s'appliquent aussi au cours des mesures de perturbation réelles. De la même façon, l'interaction du câble peut être réduite en l'étendant de plusieurs mètres horizontalement derrière l'antenne avant de le faire descendre sur le plan de masse.

NOTE 2 Si l'antenne de réception est utilisée dans une FAR, la vérification du rapport DM/CM peut être effectuée dans une telle FAR avec l'antenne de réception à sa position usuelle et l'antenne d'émission à une distance d'au moins 3 m. Les antennes sont mieux placées au centre de la pièce, avec une distance d'isolement derrière les antennes d'au moins 1 m entre la partie verticale du câble et les pointes des absorbants.

NOTE 3 Il est admis que l'emplacement de mesure et son plan de masse conducteur (OATS ou SAC), ou la FAR, soient conformes aux exigences respectives de validation de l'emplacement.

NOTE 4 Il est considéré que la distance horizontale de 1,5 m sur laquelle le câble d'antenne s'étend derrière le centre de l'antenne reste la distance minimale admise pendant les mesures réelles en polarisation verticale des perturbations rayonnées.

NOTE 5 En général, il n'est pas nécessaire de définir strictement l'installation d'essai, car l'effet de déséquilibre est dominé par l'interaction entre l'antenne et la partie du câble d'antenne parallèle aux éléments de l'antenne. De plus, les effets dépendant de l'uniformité du champ incident sur l'antenne de réception dans les installations de mesure de CEM (compatibilité électromagnétique) sur un OATS ou dans une FAR sont beaucoup plus faibles.

NOTE 6 Pour les symétriseurs dont le connecteur de câble de réception est monté sur le côté (à 90° du bras de l'antenne), un connecteur à angle droit peut être utilisé pour réduire le mouvement du câble.

NOTE 7 L'incertitude du résultat de la mesure de la conversion DM/CM du symétriseur est uniquement due à la non linéarité du récepteur, car les autres variables demeurent inchangées lors des mesures V_1 et V_2 . Une non-linéarité inférieure à 0,1 dB dans la gamme ± 1 dB à partir de l'indication de référence V_1 est assez bonne pour satisfaire le critère de 1 dB.

4.5.5 Réponse de polarisation croisée de l'antenne

Lorsque l'antenne est placée dans un champ électromagnétique à polarisation linéaire, la tension aux bornes, lorsque l'antenne et le champ sont en polarisation croisée, doit être d'au moins 20 dB inférieure à celle en copolarisation. Cette exigence s'applique sur l'ensemble de la gamme de fréquences de 30 MHz à 18 GHz. En pratique, cette exigence n'est parfois pas respectée par certains types d'antennes LPDA pour lesquelles les deux moitiés de chaque

doublet sont décalées, ce qui génère de manière intrinsèque une réponse de polarisation croisée (XPR).

La majorité des essais avec des antennes LPDA s'effectue au-dessus de 200 MHz. Afin d'obtenir des conditions d'espace libre, une chambre entièrement anéchoïque de haute qualité peut être utilisée, ou bien des pylônes supports d'antenne de hauteur suffisante au-dessus du plan de masse en zone dégagée; voir les caractéristiques d'emplacement associées en 6.3.2 du présent document et à l'Article 6 du CISPR 16-1-5:2014. Un champ uniforme doit être appliqué sur toute la longueur efficace de l'AUT. La distance entre le centre de l'AUT et l'antenne d'émission doit être supérieure à une longueur d'onde. Pour une antenne LPDA, la séparation se situe en son point central. Lorsque la fréquence la plus basse est 200 MHz, une séparation fixe de 1,5 m sur l'ensemble de la gamme de fréquences est recommandée.

Régler l'antenne d'émission et l'AUT avec une polarisation verticale et noter l'intensité du signal sur la gamme de fréquences. Faire pivoter l'antenne d'émission de 90° et noter la différence d'intensité du signal par rapport au relevé copolaire.

NOTE Il est nécessaire d'avoir un emplacement de bonne qualité pour appliquer un champ uniforme sur la surface efficace de l'AUT. La discrimination de polarisation croisée procurée par l'onde polarisée linéairement peut être démontrée par une transmission entre deux antennes cornet à gain normal ou deux guides d'onde à extrémité ouverte utilisés comme antennes d'essai, et en vérifiant que la combinaison du défaut de l'emplacement et de la caractéristique de polarisation croisée obtenue avec les antennes d'essai conduit à une suppression de la composante horizontale de plus de 30 dB. Si les défauts de l'emplacement sont très faibles et si les antennes d'essai ont des performances identiques, la réjection de polarisation croisée d'une antenne d'essai est d'environ 6 dB plus faible que celle de la combinaison de couplage de polarisation croisée de la paire d'antennes d'essai. Par exemple, si le niveau combiné de polarisation croisée est de 30 dB, le niveau pour une seule antenne d'essai est de 36 dB. Le critère pour le montage de l'emplacement, y compris la séparation entre les antennes et les performances d'emplacement, est la réalisation d'un niveau combiné de polarisation croisée de 30 dB. Deux antennes cornet à polarisation horizontale, ouvertures avant séparées de 1,5 m, peuvent être installées. La perte d'insertion de l'emplacement (SIL) est relevée sur la gamme de fréquences concernée. L'une des antennes est tournée à 90° de manière à être polarisée verticalement. La variation de SIL soit d'au moins 30 dB fournira un niveau acceptable d'incertitude de mesure. Pour les fréquences inférieures à 1 GHz, des antennes LPDA en V peuvent être utilisées en lieu et place des antennes cornets afin de démontrer l'adéquation de l'emplacement. L'utilisation d'antennes doublets ou biconiques est possible, mais une hauteur d'antenne supérieure serait nécessaire du fait de leurs diagrammes de rayonnement uniformes dans le plan H.

Un signal parasite d'un niveau de 20 dB inférieur à celui du signal souhaité donne une erreur maximale de $\pm 0,9$ dB sur le signal souhaité. L'erreur maximale intervient lorsque le signal en polarisation croisée est en phase avec le signal copolarisé. Si la XPR de la LPDA est moins bonne que 20 dB, l'opérateur doit calculer l'incertitude et la déclarer avec les résultats. Par exemple, un niveau de polarisation croisée de 14 dB entraîne une incertitude maximale de +1,6 dB à -1,9 dB; la valeur la plus élevée et l'hypothèse d'une distribution rectangulaire doivent être retenues pour calculer l'incertitude-type.

Pour ajouter un signal de 0 dB à un autre de 14 dB, convertir d'abord en tensions relatives en divisant ces valeurs par 20 et en en prenant l'antilogarithme. Ajouter ensuite le plus faible signal au signal unité. Prendre le logarithme et multiplier par 20. Le résultat est l'erreur positive en décibels. Répéter le calcul, mais en soustrayant le plus faible signal du signal unité pour obtenir l'erreur négative en décibels.

Pour le calcul de l'incertitude d'une mesure de perturbation rayonnée, si le niveau de signal mesuré avec une polarisation dépasse de 6 dB ou plus celui du signal mesuré avec la polarisation orthogonale, une LPDA dont la XPR n'est que de 14 dB est estimée comme ayant satisfait à la spécification des 20 dB. Si la différence entre les niveaux des signaux en polarisation verticale et en polarisation horizontale est inférieure à 6 dB, l'incertitude supplémentaire doit être calculée si la somme de cette différence et de la XPR est inférieure à 20 dB.

Des réflexions sur l'incertitude de mesure des résultats de mesure de la XPR sont données à l'Annexe H. L'Annexe H fournit un exemple de XPR d'une AUT suffisante pour satisfaire au critère des 20 dB pour la mesure de la XPR.

4.6 Antennes pour la plage de fréquences comprises entre 1 GHz et 18 GHz

4.6.1 Généralités

La mesure des perturbations rayonnées au-dessus de 1 GHz doit être effectuée en utilisant des antennes étalonnées et polarisées linéairement. Celles-ci comprennent par exemple les antennes LPDA, les antennes cornets à double strie et les antennes cornets à gain normal. Le "faisceau" ou lobe principal du diagramme de toute antenne utilisée doit être suffisamment grand pour inclure l'EUT lorsqu'il est placé à la distance de mesure. La largeur du lobe principal est définie comme la largeur du faisceau de l'antenne à 3 dB, et il convient de fournir des informations permettant de déterminer ce paramètre dans la documentation de l'antenne. Pour les antennes cornet, la condition suivante doit être respectée:

$$d \geq \frac{D^2}{2\lambda} \quad (5)$$

où

d est la distance de mesure (m);

D est la plus grande dimension de l'ouverture de l'antenne (m); et

λ est la longueur d'onde en espace libre à la fréquence de mesure (m).

L'exigence de XPR de l'antenne donnée en 4.5.5 s'applique également à la gamme de fréquences de 1 GHz à 18 GHz.

4.6.2 Antenne de réception

4.6.2.1 Généralités

L'antenne de réception doit être polarisée linéairement et pour la validation de l'emplacement doit être du même type que celle utilisée pour le mesurage des perturbations provenant d'un EUT

Certains modèles d'antennes peuvent avoir différentes versions et proposer différents diagrammes de rayonnement. Il est conseillé aux utilisateurs de vérifier la condition précédente.

NOTE 1 "Type d'antenne" indique une forme ou un type d'antenne, par exemple une antenne cornet ou une antenne LPDA.

NOTE 2 "Modèle d'antenne" indique le numéro de modèle spécifié par le fabricant.

NOTE 3 "Version" indique le numéro de révision spécifié par le fabricant, le cas échéant, pour un numéro de modèle d'antenne donné.

4.6.2.2 Diagramme de rayonnement de l'antenne de réception

Les diagrammes de rayonnement dans les plans E et H doivent être mesurés par rapport à l'axe de visée de l'antenne. La grandeur à mesurer est le diagramme d'antenne en dB, représenté par un tracé en coordonnées polaires comme à la Figure 2. Il convient que les tracés des diagrammes de rayonnement soient normalisés à 0 dB. L'angle à 0° doit être égal à l'axe de visée mécanique.

Conformément à l'Annexe I de la CISPR 16-1-6:2014/AMD1:2016, les diagrammes de rayonnement de chaque antenne individuelle dans les plans E et H doivent être enregistrés sur une plage de fréquences avec un pas de fréquence inférieur ou égal à 500 MHz.

Les résultats d'essais de type, incluant les données statistiques, fournis par le fabricant peuvent être utilisés pour prouver que les exigences relatives au diagramme de rayonnement

de l'antenne de réception sont respectées. Des mesures de service doivent être prises pour assurer la stabilité du diagramme pendant la durée de vie de l'antenne.

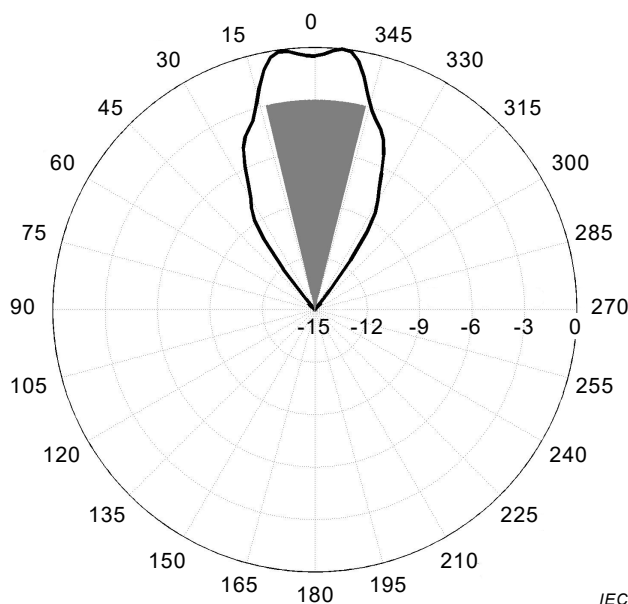


Figure 2 – Exemple de diagramme de rayonnement dans le plan E d'une antenne RX dans la zone limite grisée pour une distance de 3 m et un EUT d'une largeur de 2 m

NOTE En général, la direction de l'axe de visée est la direction du rayonnement maximal de l'antenne. Toutefois, il peut arriver que le diagramme présente deux valeurs de rayonnement maximal et qu'aucun de ces rayonnements de valeur maximale ne soit dans la direction de l'axe de visée mécanique, comme représenté à la Figure 2.

4.6.2.3 Exigences relatives au diagramme de rayonnement de l'antenne de réception

Les zones grisées des tracés en coordonnées polaires représentées dans les Figures 3 et 4 sont définies par la hauteur maximale, h , et par la largeur maximale, w , de l'EUT et par la distance d'essai, d .

Pour que l'antenne de réception illumine l'EUT de façon suffisante, l'ouverture de faisceau à mi-puissance de l'antenne de réception ne doit pas se trouver dans la zone grisée des plans E et H des coupes de diagrammes représentées aux Figures 3 et 4.

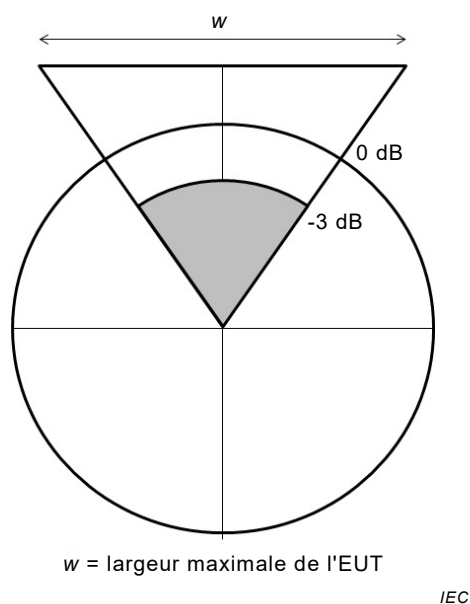


Figure 3 – Détermination de la largeur maximale exploitable de l'EUT dans le cadre de l'utilisation de l'ouverture de faisceau à mi-puissance

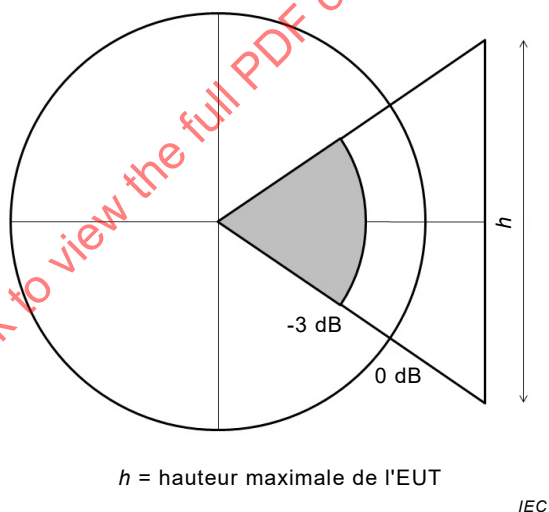


Figure 4 – Détermination de la hauteur maximale exploitable de l'EUT dans le cadre de l'utilisation de l'ouverture de faisceau à mi-puissance

4.7 Montages d'antennes particuliers – Système d'antennes de grand diamètre

Dans la gamme de fréquences de 9 kHz à 30 MHz, le pouvoir perturbateur de la composante magnétique du rayonnement produit par un EUT unique peut être déterminé au moyen d'un système d'antennes de grand diamètre (LLAS). Dans le LLAS, cette caractéristique est mesurée en courants induits par le champ magnétique dans chaque LLA du LLAS. Le LLAS mesure le courant induit par la composante de champ magnétique d'un EUT unique. Le LLAS permet d'effectuer des mesures à l'intérieur.

Le LLAS se compose de trois antennes circulaires de grand diamètre, de 2 m de diamètre occupant des plans mutuellement perpendiculaires, montées sur un support non métallique. Une description complète du LLAS est donnée à l'Annexe C.

L'EUT doit être placé au centre du LLAS sur une table de support non conductrice. Les dimensions maximales de l'EUT sont limitées de façon que la distance entre l'EUT et chaque cadre du LLAS soit au moins de 0,20 m. Des lignes directrices pour l'acheminement des câbles EUT sont données en C.3 et à la Figure C.6. Les câbles doivent cheminer ensemble et sortir du volume du LLAS dans le même octant du LLAS, à une distance supérieure à 0,4 m de chacun des cadres du LLAS.

Le LLAS peut être placé dans n'importe quel environnement. Le placement à l'intérieur d'une cage de Faraday, d'une SAC, d'une FAR ou d'un OATS protégé contre les intempéries est autorisé. Il est recommandé de placer le LLAS dans un environnement blindé afin d'éliminer les signaux ambiants, et d'améliorer ainsi la sensibilité aux émissions de l'EUT. Une distance minimale de 0,5 m entre le LLAS et toute surface métallique est recommandée. La validation du LLAS doit être effectuée à l'emplacement habituel des mesurages du LLAS, afin de tenir compte de l'influence de l'environnement (voir C.4).

Les trois cadres du LLAS occupant des plans mutuellement perpendiculaires permettent de mesurer le pouvoir perturbateur du champ rayonné dans toutes les polarisations, avec la précision prescrite, sans qu'il soit nécessaire de faire tourner l'EUT ou de modifier l'orientation des cadres du LLAS.

Chacun des trois cadres du LLAS doit être conforme aux exigences de validation données en C.4.

NOTE Des cadres du LLAS circulaires d'un diamètre différent du diamètre normal de 2 m peuvent être utilisés, à condition que leur diamètre $D \geq 4$ m et que la distance en mètres entre l'EUT et un cadre du LLAS soit d'au moins $0,10 \times D$. Les facteurs de conversion à appliquer pour les antennes non normales sont donnés en C.6.

5 Emplacements d'essai pour la mesure du champ radioélectrique perturbateur dans la gamme de fréquences de 9 kHz à 30 MHz

5.1 Généralités

L'environnement doit assurer des résultats de mesure valides et reproductibles du champ perturbateur produit par un EUT. Les dispositions du présent article ne s'appliquent qu'aux mesures des EUT sur leur lieu d'utilisation (dans ce cas, voir par exemple les procédures de mesure in situ de la CISPR 16-2-3).

Dans la plage de fréquences au-dessous de 30 MHz, un environnement en espace semi-libre est exigé. Cet environnement doit être un OATS, un OATS avec enceinte de protection contre les intempéries ou une SAC.

5.2 Environnement radiofréquence ambiant d'un emplacement d'essai

L'emplacement d'essai doit permettre de distinguer les perturbations émises par un EUT du bruit ambiant. Son adéquation à cet égard peut être déterminée en mesurant les niveaux de

bruit ambiant lorsque l'EUT ne fonctionne pas, et en veillant à ce que les niveaux de bruit ambiant soient inférieurs d'au moins 6 dB aux limites applicables à la mesure en cours.

Il n'est pas nécessaire de ramener le niveau de bruit ambiant à 6 dB au-dessous de la limite spécifiée lorsque la combinaison du bruit ambiant et de la perturbation émise par l'EUT ne dépasse pas la limite spécifiée. Dans ces conditions, l'EUT est considéré comme conforme à la limite spécifiée.

5.3 Distance de mesure et volume d'essai

L'emplacement de l'essai doit être validé aux distances de mesure utilisées pour les mesures des perturbations selon les méthodes de la CISPR 16-2-3:2016/AMD2:20— . La distance de mesure doit être de 3 m, 5 m ou 10 m.

NOTE Conformément à la CISPR 16-2-3, les mesures réalisées à 30 m de distance sont considérées comme des mesures in situ.

Le volume d'essai est déterminé par les emplacements de l'antenne d'émission utilisés lors de la validation des emplacements d'essai, lorsque l'emplacement remplit les critères du 5.5.4. La taille maximale de l'EUT ne doit pas dépasser le volume d'essai validé (le volume d'essai est également limité par le Tableau 10 de la CISPR 16-2-3:2016/AMD1:2019).

5.4 Table d'essai et positionneur d'antenne

La forme et la construction de la table d'essai et le positionneur d'antenne pour l'antenne de réception ne sont pas déterminants dans la plage de fréquences au-dessous de 30 MHz, à condition qu'un matériau non conducteur soit utilisé. Dans ce cas, l'influence de la table d'essai et du positionneur d'antenne ne doit pas être évaluée.

5.5 Procédure de validation de l'emplacement d'essai

5.5.1 Généralités

Pour un OATS, un OATS avec enceinte de protection contre les intempéries ou une SAC, une mesure unique de la perte d'insertion de l'emplacement est insuffisante pour déterminer les réflexions possibles dues aux bords du plan de sol, aux matériaux de construction et/ou aux matériaux absorbants RF constituant les parois et le plafond de l'installation. L'évaluation des orientations d'antenne H_x , H_y et H_z (représentées à la Figure 35) exige 15 mesures de SIL distinctes, soit cinq positions pour chacune des trois orientations des antennes-cadres [25].

Des antennes-cadres conformes aux exigences du 4.3.2 doivent être utilisées pour ces mesures. Les distances sont mesurées par rapport aux points de référence des antennes. Les hauteurs de mesure de l'antenne d'émission et de l'antenne de réception sont fixées à 1,3 m du plan de sol aux points de référence des antennes-cadres. Le balayage de la hauteur n'est exigé pour aucune antenne. Le point de référence de l'antenne d'émission doit être placé aux positions exigées tour à tour: au centre et en quatre endroits (à gauche, à droite, à l'avant et à l'arrière) sur le périmètre du volume d'essai à valider, conformément à la Figure 36 et à la Figure 37.

Pour chaque mesure effectuée avec un analyseur de spectre ou un analyseur de réseau, la procédure exige deux mesures différentes de la tension reçue V_R . La première valeur de V_R est mesurée avec les deux câbles coaxiaux déconnectés des deux antennes-cadres et connectés l'un à l'autre par l'intermédiaire d'un adaptateur. La deuxième valeur de V_R est mesurée avec les câbles coaxiaux reconnectés à leurs antennes-cadres respectives. Pour ces deux mesures, la tension de la source de signal V_I reste inchangée. La première valeur de V_R est appelée V_{DIRECT} et la deuxième valeur est appelée V_{SITE} .

Un rapport signal sur bruit acceptable doit être maintenu; toutefois, aucune exigence n'est spécifiée, car le niveau de réception dépend des antennes utilisées, de la puissance d'émission disponible, du niveau de bruit du récepteur et du niveau ambiant. Une valeur de

20 dB est recommandée. Les valeurs obtenues doivent être utilisées dans le bilan d'incertitude indiqué à l'Annexe I.

Des précautions particulières doivent être prises afin d'éviter tout couplage entre le système de réception et le système d'émission. En général, une boucle de masse se forme si les câbles de l'antenne d'émission et de l'antenne de réception sont acheminés à travers le blindage de la chambre à l'aide de connecteurs de cloison normalisés; voir [31]. Il existe plusieurs méthodes possibles pour éviter cette boucle de masse. L'une de ces méthodes consiste à faire fonctionner le générateur de signal à l'intérieur de la chambre blindée, et le récepteur de mesure à l'extérieur de la chambre blindée. Il est également possible d'utiliser un transformateur d'isolement dans le trajet d'émission. Il est recommandé de vérifier la plage dynamique du système avant utilisation. Cette vérification est effectuée en connectant une terminaison à la place de l'antenne d'émission et en enregistrant le niveau de réception. Si une antenne de réception active est utilisée, il convient de l'activer au cours d'un essai de plage dynamique afin de prendre en compte le bruit du préamplificateur.

Si les câbles ont une influence sur le résultat de mesure, ils doivent comporter des noyaux de ferrite. Il est fortement recommandé de placer des ferrites d'une impédance minimale de 50 Ω à 25 MHz tous les 20 cm sur toute la longueur des câbles de l'antenne d'émission et de l'antenne de réception dans le volume d'essai en cours de validation.

Trois orientations différentes des antennes-cadres doivent être mesurées, conformément à la Figure 35. Les mesures doivent être réalisées dans la plage de fréquences de 9 kHz à 30 MHz, avec des pas de fréquence inférieurs ou égaux à ceux spécifiés dans le Tableau 9.

La Figure 36 et la Figure 37 représentent les positions de mesure dans le volume d'essai. Cinq positions doivent être mesurées dans le volume d'essai. La distance de mesure d doit être maintenue constante.

Tableau 9 – Pas de fréquence maximal

Plage de fréquences	Pas maximal
9 kHz à 20 kHz	1 kHz
20 kHz à 150 kHz	5 kHz
150 kHz à 1 MHz	50 kHz
1 MHz à 30 MHz	100 kHz

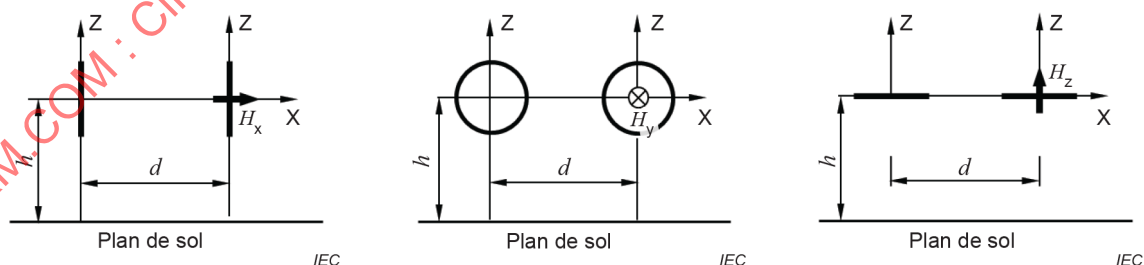
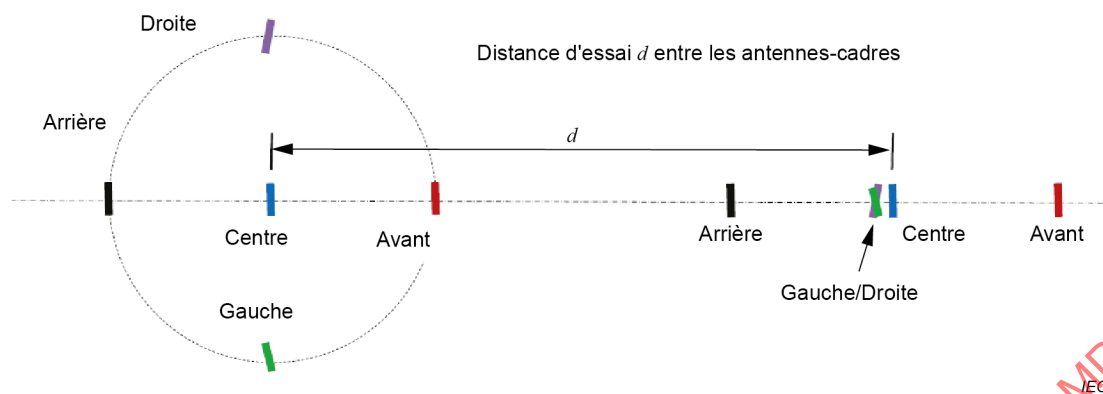
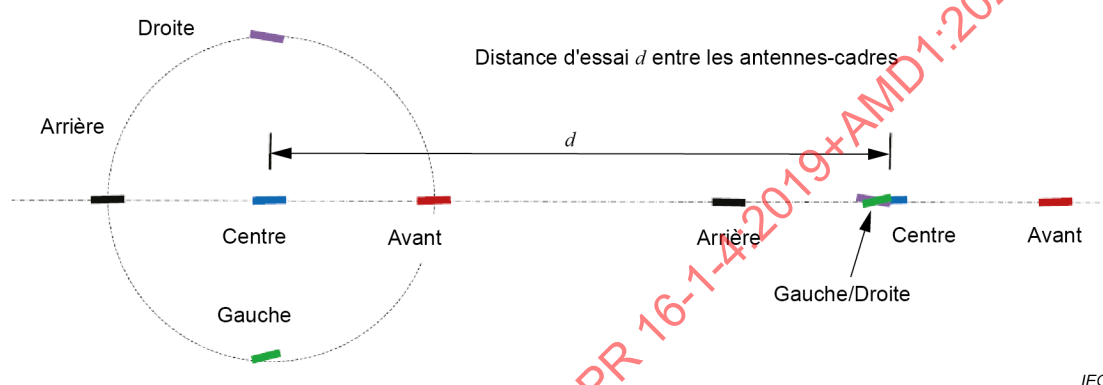


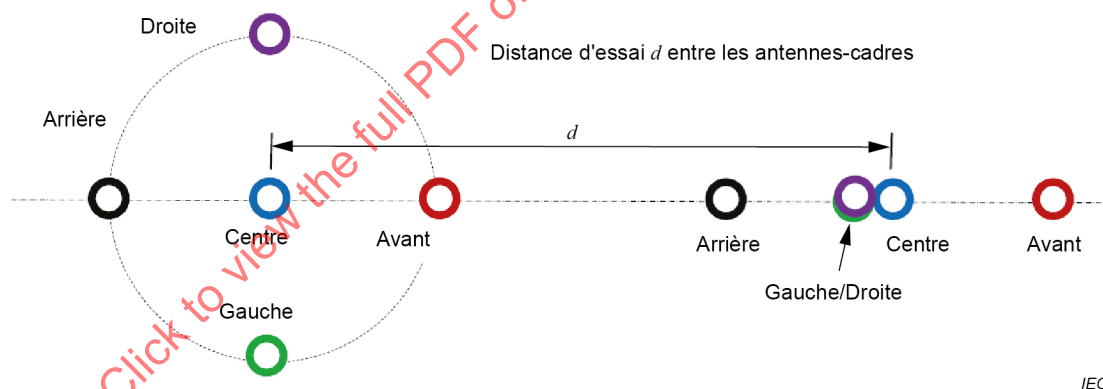
Figure 35 – Disposition générale des trois orientations de mesure H_x , H_y et H_z , où d est la distance de mesure et h est la hauteur du point de référence



a) Mesure de validation H_x avec antennes-cadres



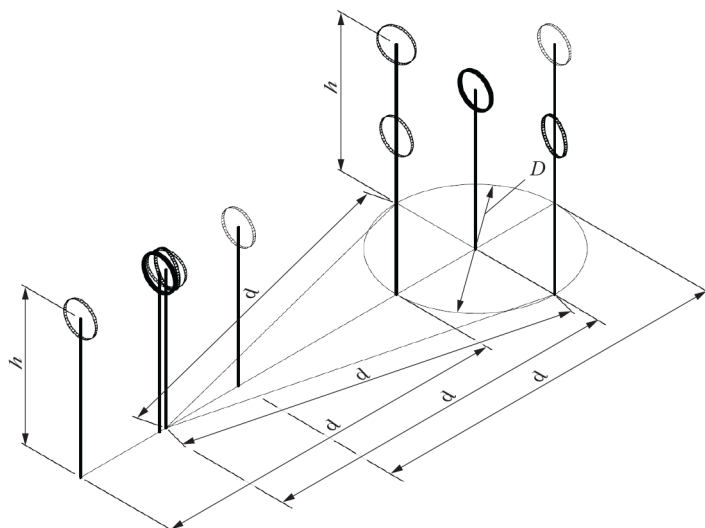
b) Mesure de validation H_y avec antennes-cadres



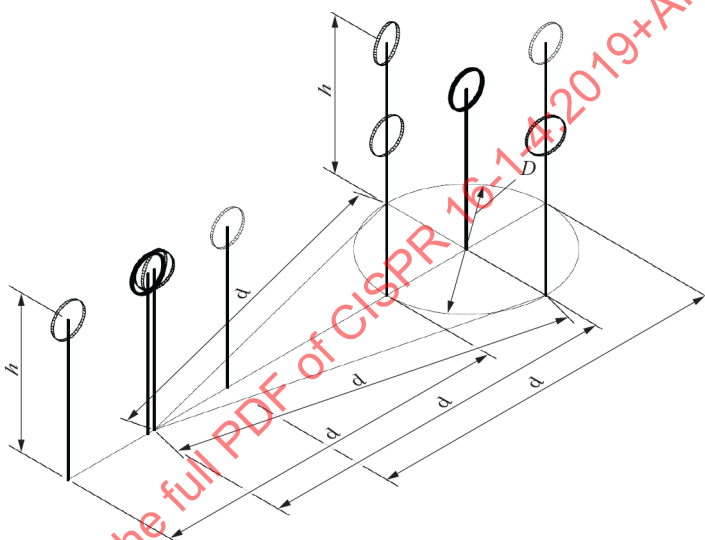
c) Mesure de validation H_z avec antennes-cadres

NOTE Les positions de l'antenne-cadre de réception qui correspondent aux positions de l'antenne d'émission à gauche et à droite, représentées respectivement en vert et en magenta, sont identiques. Ces deux positions sont toutefois représentées avec un léger décalage dans le schéma afin qu'elles soient toutes deux visibles.

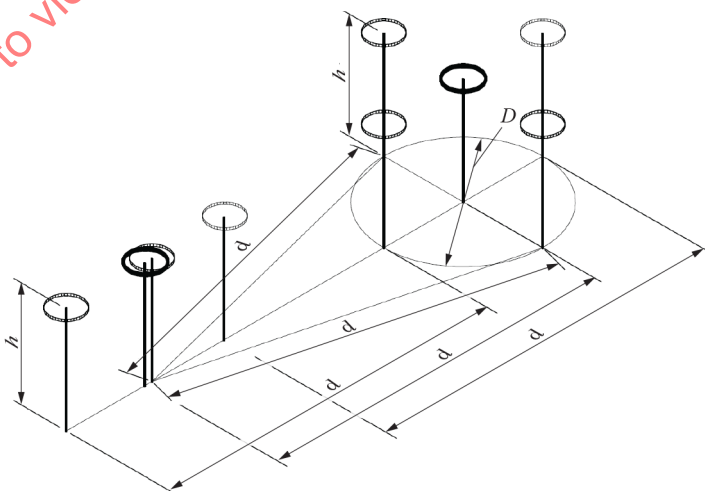
Figure 36 – Positions d'antenne



a) Mesure de validation H_x avec antennes-cadres



b) Mesure de validation H_y avec antennes-cadres



c) Mesure de validation H_z avec antennes-cadres

Figure 37 – Positions d'antenne