

INTERNATIONAL STANDARD

NORME INTERNATIONALE



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

AMENDMENT 1
AMENDEMENT 1

**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 © 2020 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 Central Office
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.

Electropedia - www.electropedia.org

The world's leading online dictionary on electrotechnology, containing more than 22 000 terminological entries in English and French, with equivalent terms in 16 additional languages. Also known as the International Electrotechnical Vocabulary (IEV) online.

IEC Glossary - std.iec.ch/glossary

67 000 electrotechnical terminology entries in English and French extracted from the Terms and definitions clause of IEC publications issued between 2002 and 2015. Some entries have been collected from earlier publications of IEC TC 37, 77, 86 and CISPR.

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.

Electropedia - www.electropedia.org

Le premier dictionnaire d'électrotechnologie en ligne au monde, avec plus de 22 000 articles terminologiques en anglais et en français, ainsi que les termes équivalents dans 16 langues additionnelles. Egalement appelé Vocabulaire Electrotechnique International (IEV) en ligne.

Glossaire IEC - std.iec.ch/glossary

67 000 entrées terminologiques électrotechniques, en anglais et en français, extraites des articles Termes et définitions des publications IEC parues entre 2002 et 2015. Plus certaines entrées antérieures extraites des publications des CE 37, 77, 86 et CISPR de l'IEC.

INTERNATIONAL STANDARD

NORME INTERNATIONALE



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

AMENDMENT 1
AMENDEMENT 1

**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 978-2-8322-8450-6

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.

FOREWORD

This amendment has been prepared by subcommittee CISPR A: Radio-interference measurements and statistical methods, of IEC technical committee CISPR: International special committee on radio interference.

The text of this amendment is based on the following documents:

FDIS	Report on voting
CIS/A/1316/FDIS	CIS/A/1320/RVD

Full information on the voting for the approval of this amendment can be found in the report on voting indicated in the above table.

The committee has decided that the contents of this amendment and the base publication will remain unchanged until the stability date indicated on the IEC website 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.

3.2 Abbreviated terms

Add the following new abbreviated terms to the existing list:

DRH double ridged horn
XP cross polarization
PDF probability density function

4.5.5 Cross-polar response of antenna

Delete, in the first sentence of the existing last paragraph, the cross-reference to [21].

4.7 Special antenna arrangements – large-loop antenna system

Replace the first sentence of the third paragraph with the following new sentence:

The EUT shall be positioned in the centre of the LLAS on a non-conductive support table.

Replace the third sentence of the third paragraph with the following new sentence:

Guidelines for routing of EUT cables are given in C.3 and Figure C.6.

Add, after the existing third paragraph, the following new paragraph:

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).

Replace, in the NOTE, "Correction factors" with "Conversion factors".

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

Replace the existing third paragraph with the following paragraph:

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.

Replace the second sentence of the seventh paragraph "The insertion loss of the current probe shall be sufficiently low (see NOTE 1)." with "The insertion impedance of the current probe should be sufficiently low (see NOTE)."

Delete the existing NOTE 1 and NOTE 2.

Add, between the seventh and eighth paragraphs, the following new 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.

Add, at the end of the existing text (before Figure C.1), the following new paragraph:

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).

C.4 Validation of an LLA

Replace the existing title of this clause with the following new title:

C.4 Validation of the LLAS

Replace the first paragraph of this clause with the following three new paragraphs:

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.

Replace the existing second and third paragraphs with the following new paragraphs:

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 $20 \lg(V_{go}/I_1)$, where V_{go} 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.

Delete the existing fourth paragraph.

Add, before Figure C.7, three new paragraphs as follows:

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

Replace the existing figure with the following new figure:

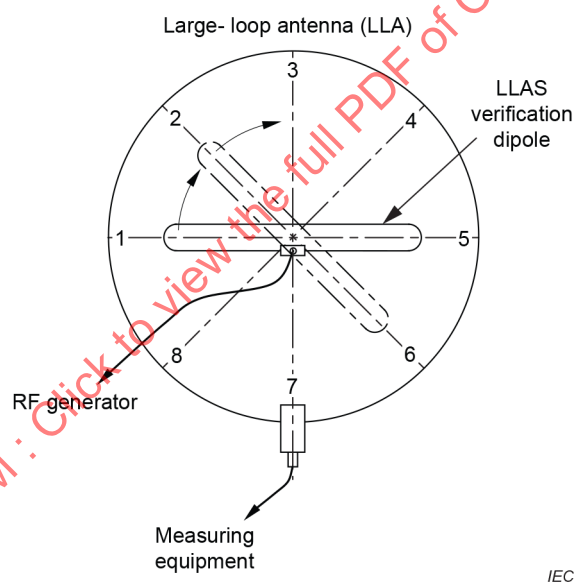


Figure C.7 – The eight positions of the LLAS verification dipole during validation of an LLA

Figure C.8 – Validation factor for an LLA of 2 m diameter

Replace the existing figure, including its title, with the following new figure:

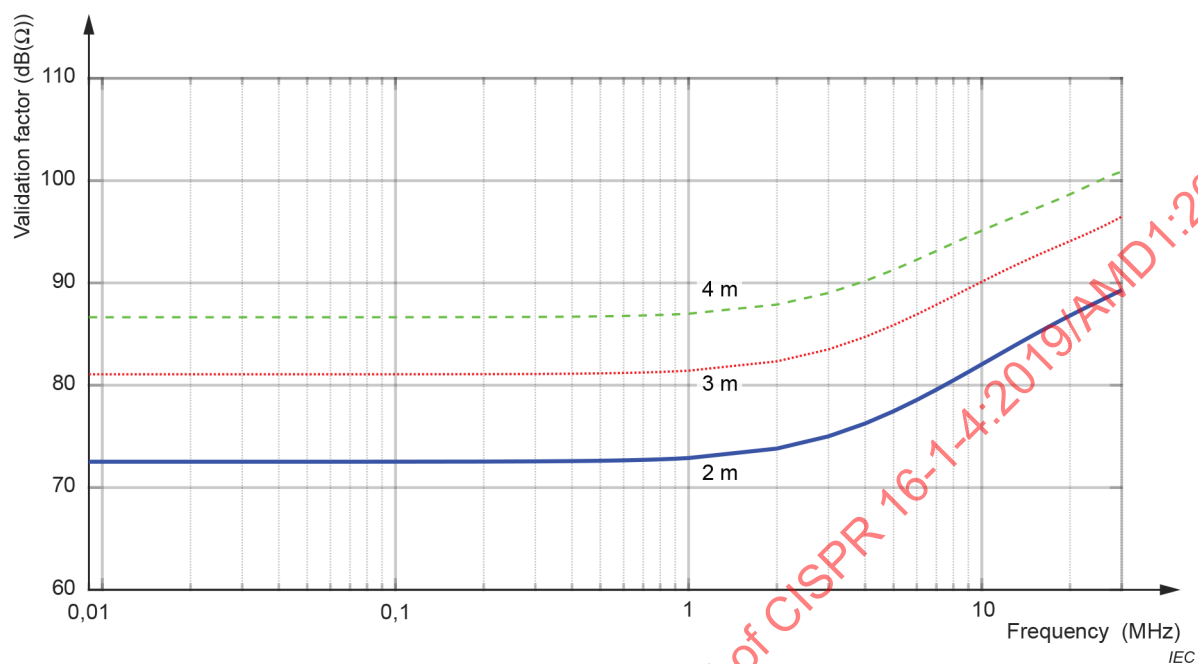


Figure C.8 – Reference validation factors for loops of 2 m, 3 m, and 4 m diameters

Add, after the new Figure C.8, the following new table:

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

Replace the first paragraph with the following paragraph:

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.

Replace the existing second and third paragraphs with the following two paragraphs:

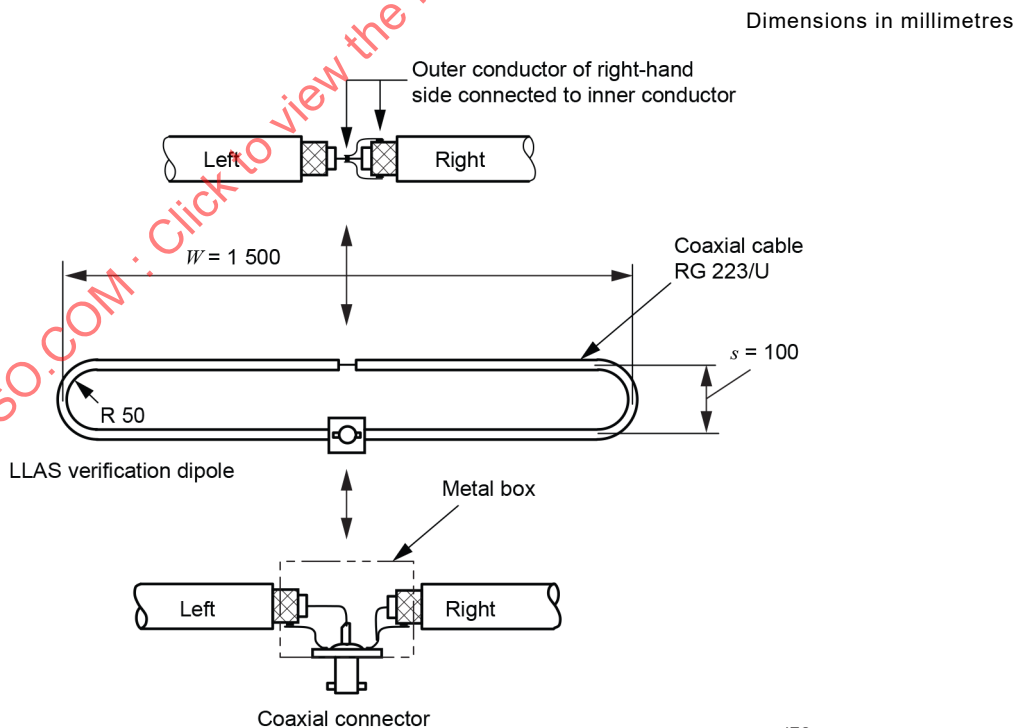
The LLAS verification dipole antenna shall be constructed in accordance with Figure C.9, using RG-223/U or similar type of coaxial cable. It shall have a width $W = 150$ cm and a spacing $s = 10$ cm (cable centre to cable centre distances), as depicted in Figure C.9. A slit in the outer conductor of 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.

Replace, in the existing fourth paragraph, "is used" with "may be used".

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

Replace the existing figure with the following new figure, without modifying its title:



NOTE Distances indicated are cable centre to cable centre distances.

C.6 Conversion factors

Replace the existing text this clause, including Figure C.10 and Figure C.11, by the following new Clauses C.6 and C.7.

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):

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

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)).

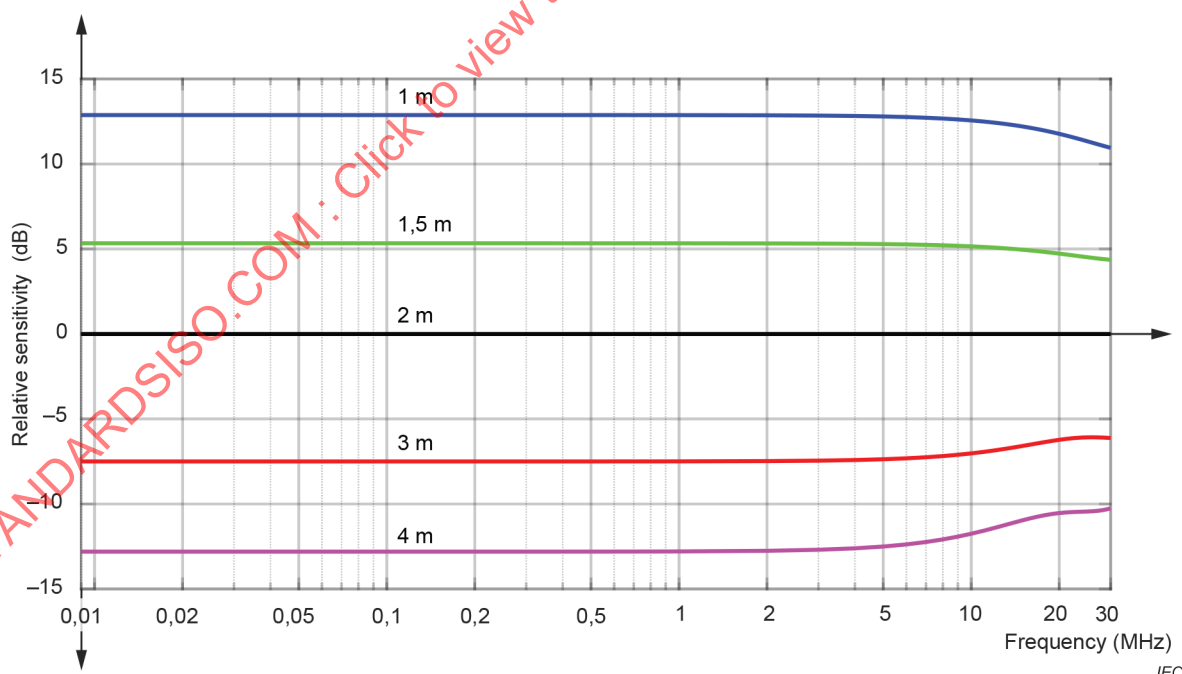


Figure C.10 – Sensitivity S_D of an LLA with diameter D relative to an LLA with 2 m diameter

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):

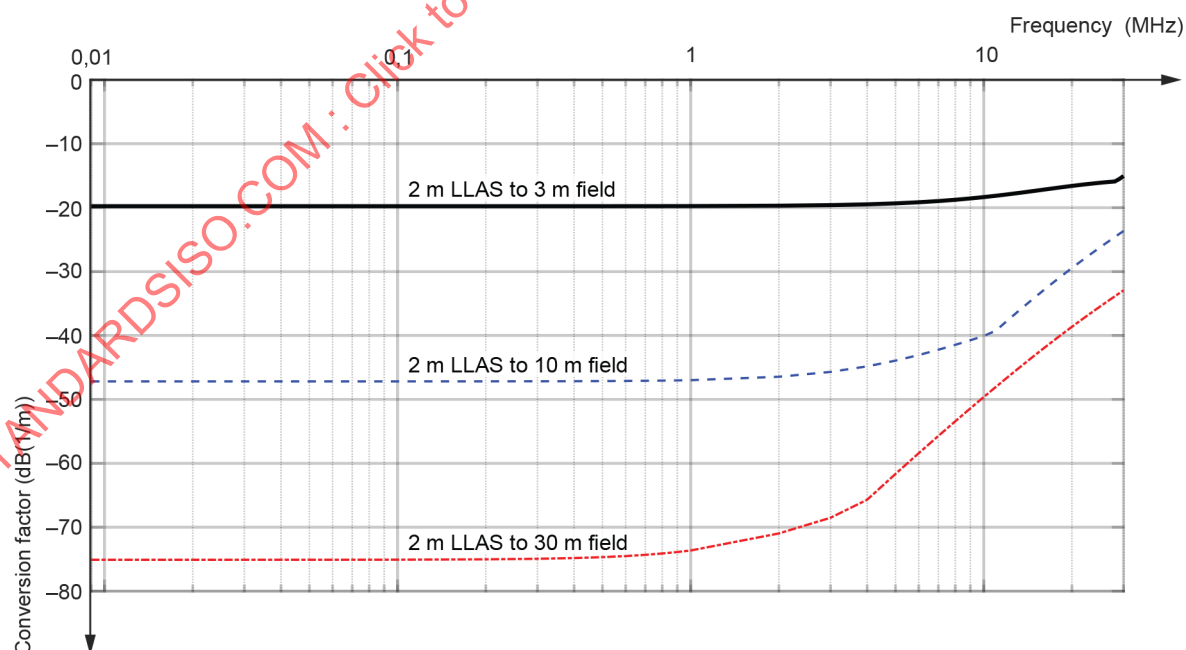
$$H = I - S_D + C_{dA} \quad (\text{C.3})$$

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.

Add, after the existing Annex G, the following new Annex H:

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 $A_{xpT} \times \delta_{yx}$ 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 $(1/[1+ku_c])$, 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}	$20\lg(1/[1+1,64u_c])/\text{dB}$
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.

Bibliography

Replace the existing reference [21] with the following:

[21] Void

Add the following new references to the existing list:

- [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*

STANDARDSISO.COM : Click to view the full PDF of CISPR 16-1-4:2019/AMD1:2020

AVANT-PROPOS

Le présent amendement a été établi par le sous-comité CISPR A: Mesures des perturbations radioélectriques et méthodes statistiques, du comité d'études CISPR de l'IEC: Comité international spécial des perturbations radioélectriques.

Le texte de cet amendement est issu des documents suivants:

FDIS	Rapport de vote
CIS/A/1316/FDIS	CIS/A/1320/RVD

Le rapport de vote indiqué dans le tableau ci-dessus donne toute information sur le vote ayant abouti à l'approbation de cet amendement.

Le comité a décidé que le contenu de cet amendement et de la publication de base 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. À 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.

3.2 Abréviations

Ajouter les nouvelles abréviations suivantes à la liste existante:

- DRH double ridged horn (cornet à double strie)
 XP cross polarization (polarisation croisée)
 PDF probability density function (fonction de densité de probabilité)

4.5.5 Réponse de polarisation croisée de l'antenne

Supprimer, dans la première phrase du dernier alinéa existant, la référence croisée à [21].

4.7 Montages d'antennes particuliers – Système d'antennes de grand diamètre

Remplacer la première phrase du troisième alinéa par la nouvelle phrase suivante:

L'EUT doit être placé au centre du LLAS sur une table de support non conductrice.

Remplacer la troisième phrase du troisième alinéa par la nouvelle phrase suivante:

Des lignes directrices pour l'acheminement des câbles EUT sont données en C.3 et à la Figure C.6.

Ajouter, après le troisième alinéa existant, le nouvel alinéa suivant:

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).

Remplacer, dans la NOTE, "Les facteurs de correction" par "Les facteurs de conversion".

C.3 Construction d'une antenne de grand diamètre (LLA)

Remplacer le troisième alinéa existant par l'alinéa suivant:

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, par exemple dans le cas d'un EUT de grande dimension, la valeur de D peut être augmentée. Toutefois, dans la plage de fréquences allant jusqu'à 30 MHz, le diamètre maximal admis est de 4 m. Une augmentation supplémentaire du diamètre peut avoir pour conséquence des résonances non reproductibles de la réponse du LLAS à l'extrémité haute fréquence de 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.

Remplacer la deuxième phrase du septième alinéa, "La perte d'insertion de la sonde de courant doit être suffisamment faible (voir NOTE 1)." par "Il convient que l'impédance d'insertion de la sonde de courant soit suffisamment faible (voir NOTE)."

Supprimer la NOTE 1 et la NOTE 2 existantes.

Ajouter, entre le septième alinéa et le huitième alinéa, la nouvelle NOTE suivante:

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 $1,5 \mu\text{H/m}$ 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.

Ajouter, à la fin du texte existant (avant la Figure C.1), le nouvel alinéa suivant:

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).

C.4 Validation d'une LLA

Remplacer le titre existant de cet article par le nouveau titre suivant:

C.4 Validation du LLAS

Remplacer le premier alinéa de cet article par les trois nouveaux alinéas suivants:

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 50Ω , 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.

Remplacer les deuxième et troisième alinéas existants par les nouveaux alinéas suivants:

Le courant induit doit être mesuré en fonction de la fréquence dans la plage allant de 9 kHz à 30 MHz pour les huit positions du doublet de vérification du LLAS, représentées à la Figure C.7. Pendant ce mesurage, 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 mesuré, exprimé en dB (Ω) puisque $20 \lg(V_{go}/I_1)$, où V_{go} est la tension en circuit ouvert du générateur RF et I_1 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.

Supprimer le quatrième alinéa existant.

Ajouter, avant la Figure C.7, trois nouveaux alinéas comme suit:

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 $D = 2\text{ m}$, 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].

Figure C.7 – Les huit positions du doublet de vérification du LLAS durant la validation d'une LLA

Remplacer la figure existante par la nouvelle figure suivante:

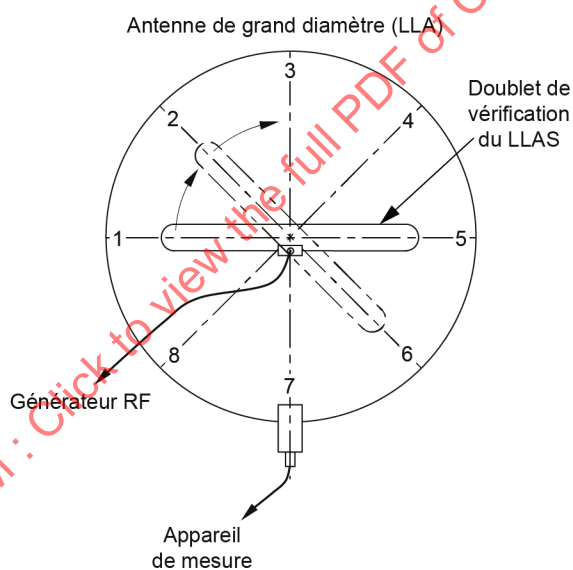


Figure C.7 – Les huit positions du doublet de vérification du LLAS durant la validation d'une LLA

Figure C.8 – Facteur de validation d'une LLA de 2 m de diamètre

Remplacer la figure existante, y compris son titre, par la nouvelle figure suivante:

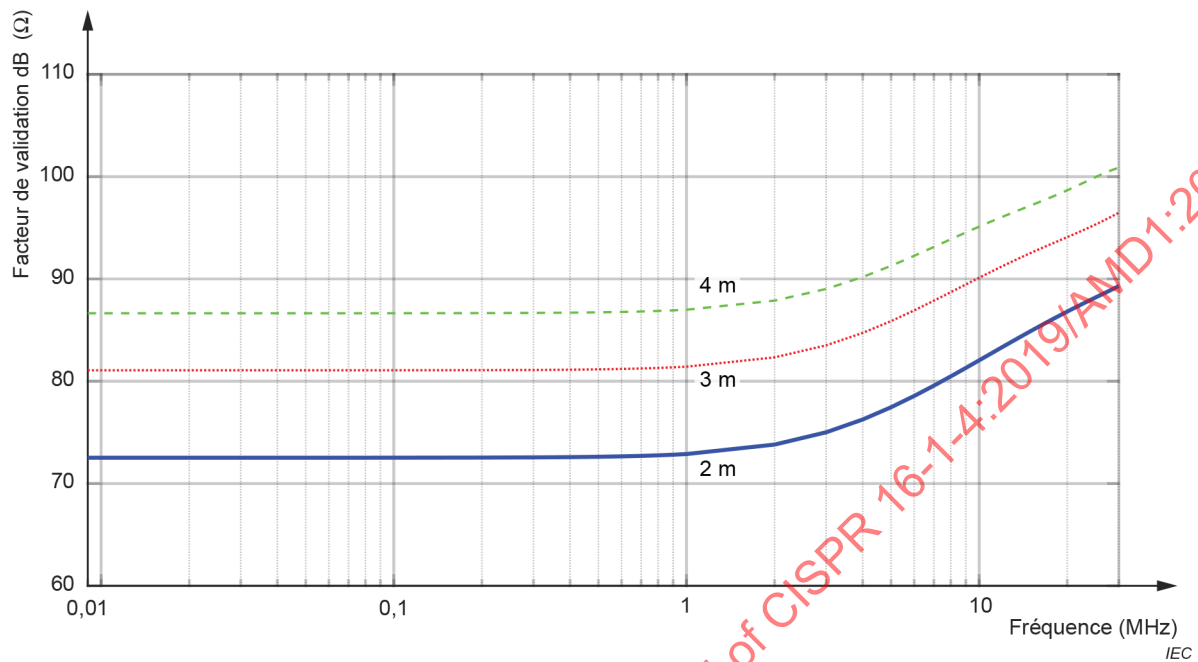


Figure C.8 – Facteurs de validation de référence pour des boucles de 2 m, 3 m et 4 m de diamètre

Ajouter, après la nouvelle Figure C.8, le nouveau tableau suivant:

**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	Facteur de validation de référence			Fréquence	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)		
MHz				MHz			
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

Remplacer le premier alinéa par l'alinéa suivant:

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.

Remplacer les deuxième et troisième alinéas existants par les deux alinéas suivants:

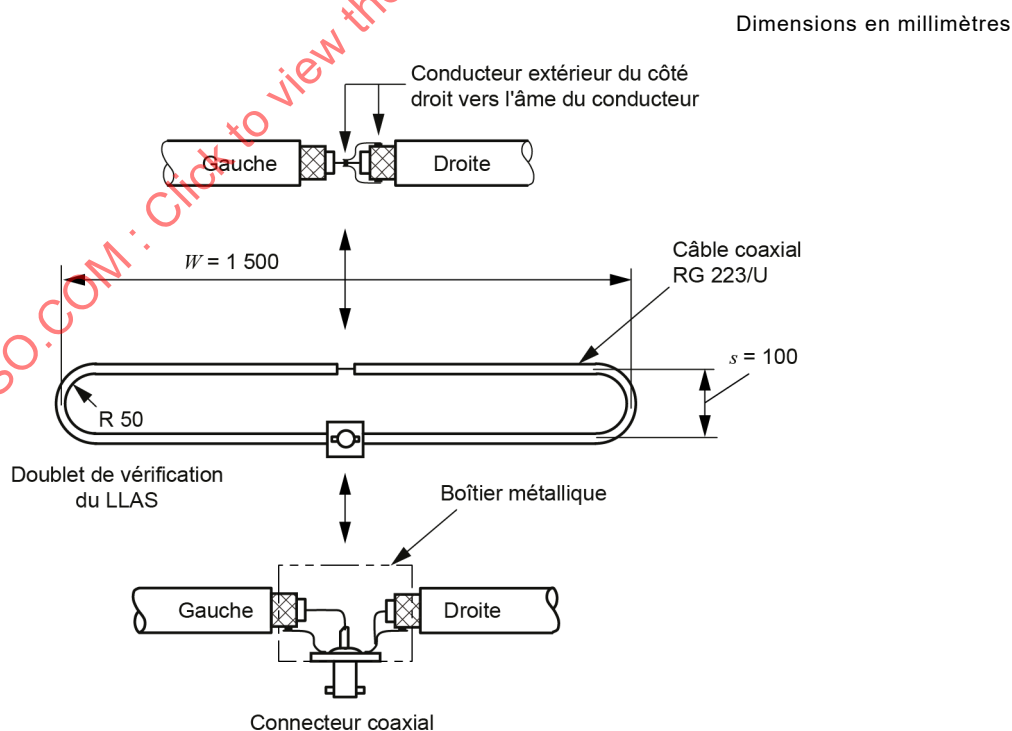
L'antenne doublet de vérification du LLAS doit être construite conformément à la Figure C.9, en utilisant un câble RG-223/U ou un câble coaxial similaire. Elle doit avoir une largeur $W = 150$ cm et un intervalle $s = 10$ cm (distances mesurées de centre à centre du câble), comme cela est représenté 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.

Remplacer, dans le quatrième alinéa existant, "assure" par "peut assurer".

Figure C.9 – Construction de l'antenne doublet de vérification du LLAS

Remplacer la figure existante par la nouvelle figure suivante, sans modifier son titre:



NOTE Les distances indiquées sont mesurées de centre à centre du câble.

C.6 Facteurs de conversion

Remplacer le texte existant du présent article, incluant la Figure C.10 et la Figure C.11, par les nouveaux Articles C.6 et C.7 suivants.

C.6 Facteurs de conversion

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):

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

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)).

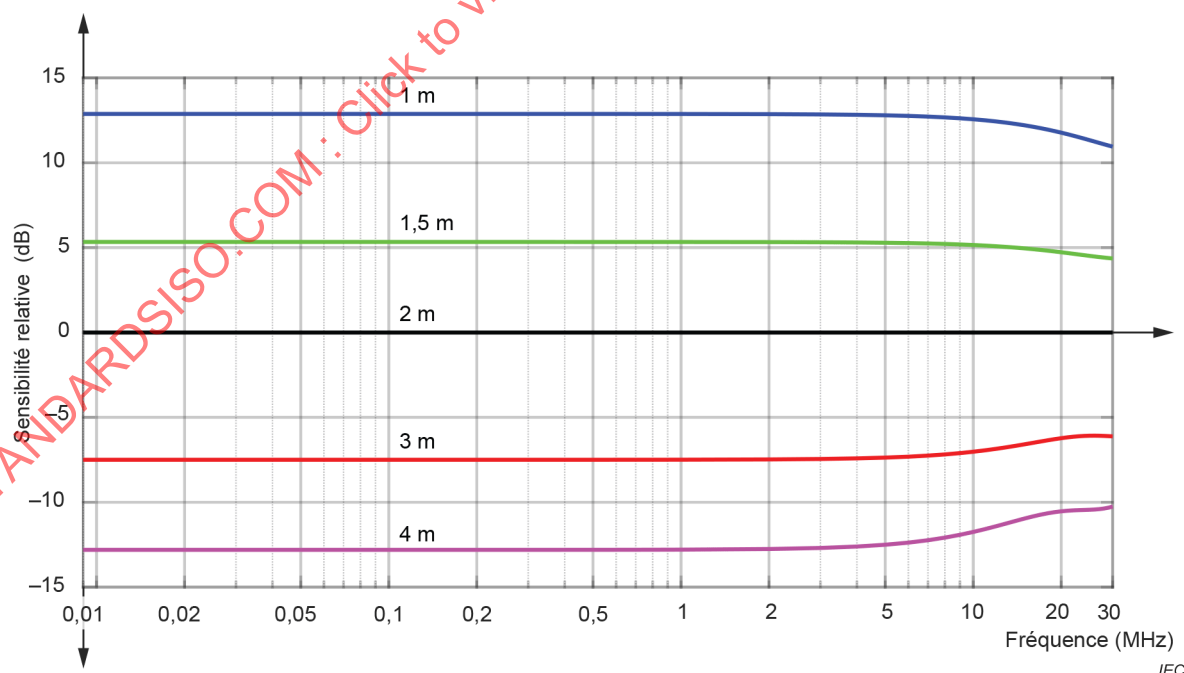


Figure C.10 – Sensibilité S_D d'une LLA de diamètre D par rapport à une LLA de 2 m de diamètre

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):

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

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:

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

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):

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

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.

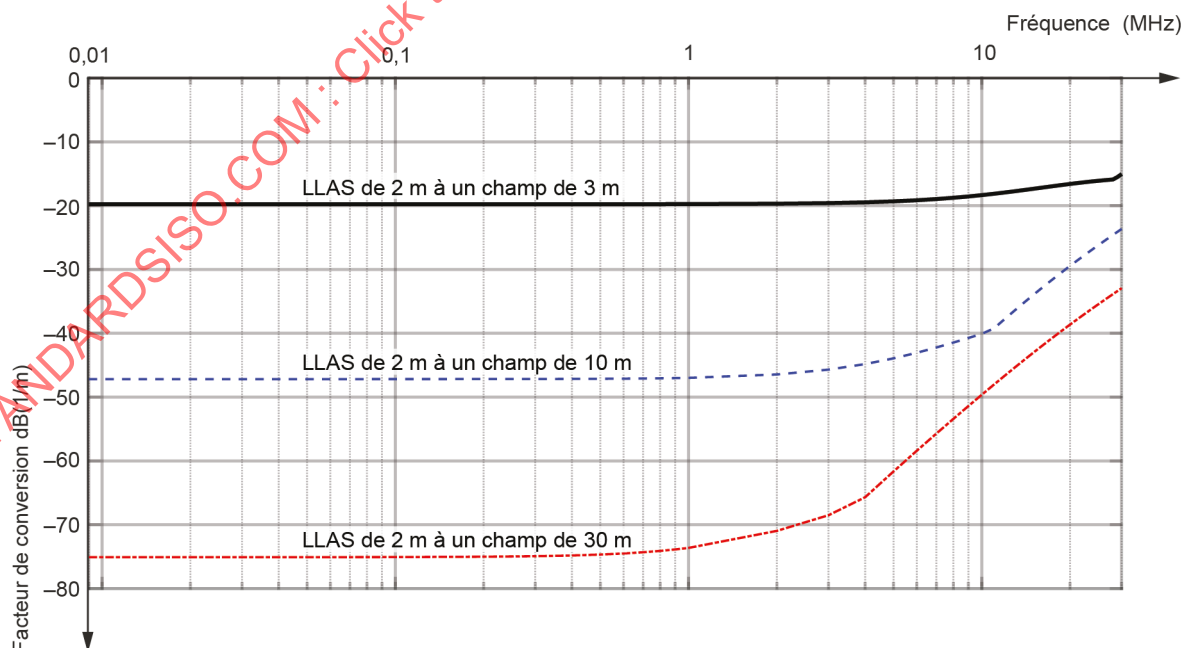


Figure C.11 – Facteur de conversion C_{dA} [pour la conversion en dB(μA/m)] pour trois distances de mesure normalisées d

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	LLAS de 2 m à un champ de 10 m	LLAS de 2 m à un champ de 30 m	Fréquence (MHz)	LLAS de 2 m à un champ de 3 m	LLAS de 2 m à un champ de 10 m	LLAS de 2 m à un champ de 30 m
	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 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 $D = 2 \text{ m}$.

Ajouter, à la suite de l'Annexe G existante, la nouvelle Annexe H suivante:

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)

$$E_x = \sqrt{G_T} \times \sqrt{\frac{\eta_0 P_T}{4\pi d^2}} = \sqrt{G_T} \times E_{\text{ISO}} \quad (\text{H.1})$$

$$E_y = \frac{\sqrt{G_T}}{A_{\text{xpT}}} \times E_{\text{ISO}} \quad (\text{H.2})$$

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.