

INTERNATIONAL STANDARD

NORME INTERNATIONALE



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

BASIC EMC PUBLICATION
PUBLICATION FONDAMENTALE EN CEM

AMENDMENT 2
AMENDEMENT 2

Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods –

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

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

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



THIS PUBLICATION IS COPYRIGHT PROTECTED

Copyright © 2022 IEC, Geneva, Switzerland

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

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

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

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

About the IEC

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

About IEC publications

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

IEC publications search - webstore.iec.ch/advsearchform

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

IEC Just Published - webstore.iec.ch/justpublished

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

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

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

IEC Products & Services Portal - products.iec.ch

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

Electropedia - www.electropedia.org

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

A propos de l'IEC

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

A propos des publications IEC

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

Recherche de publications IEC -

webstore.iec.ch/advsearchform

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

IEC Just Published - webstore.iec.ch/justpublished

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

Service Clients - webstore.iec.ch/csc

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

IEC Products & Services Portal - products.iec.ch

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

Electropedia - www.electropedia.org

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

INTERNATIONAL STANDARD

NORME INTERNATIONALE



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

BASIC EMC PUBLICATION
PUBLICATION FONDAMENTALE EN CEM

AMENDMENT 2
AMENDEMENT 2

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

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

INTERNATIONAL
ELECTROTECHNICAL
COMMISSION

COMMISSION
ELECTROTECHNIQUE
INTERNATIONALE

ICS 33.100.10; 33.100.20

ISBN 978-2-8322-1075-2

**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.**

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION

SPECIFICATION FOR RADIO DISTURBANCE AND IMMUNITY MEASURING APPARATUS AND METHODS –

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

AMENDMENT 2

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 document may be the subject of patent rights. IEC shall not be held responsible for identifying any or all such patent rights.

Amendment 2 to CISPR 16-1-6:2014 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:

Draft	Report on voting
CIS/A/1362/FDIS	CIS/A/1365/RVD

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

The language used for the development of this Amendment is English.

This document was drafted in accordance with ISO/IEC Directives, Part 2, and developed in accordance with ISO/IEC Directives, Part 1 and ISO/IEC Directives, IEC Supplement, available at www.iec.ch/members_experts/refdocs. The main document types developed by IEC are described in greater detail at www.iec.ch/standardsdev/publications/.

The committee has decided that the contents of this document will remain unchanged until the stability date indicated on the IEC website under webstore.iec.ch in the data related to the specific document. At this date, the document will be

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

IMPORTANT – The "colour inside" logo on the cover page of this document 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.

STANDARDSISO.COM : Click to view the full PDF of CISPR 16-1-6:2014/AMD2:2022

2 Normative references

Add to the existing list the following new references:

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

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

3.1.2.5 magnetic field antenna factor

Replace the existing Note 1 to entry and Note 2 to entry as follows:

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

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

Add Note 3 to entry:

Note 3 to entry: CISPR 16-1-4 specifies loop antennas for magnetic field strength measurements in the frequency range of 9 kHz to 30 MHz.

3.2 Abbreviations

Add to the existing list the following new abbreviations:

CPM current probe method

SFM standard field method

5.2.1 General

Replace the second and third paragraphs by the following five new paragraphs:

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

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

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

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

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

Add, at the end of the existing 5.2.2.2, the following new subclauses:

5.2.3 Three antenna method (TAM)

5.2.3.1 General

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

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

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

The separation distance between the transmit antenna and the receive antenna shall be small compared to the distance to the surroundings. Therefore, coupling between the antennas is maximized, while coupling to the surroundings is minimized. A specific site validation criterion is not required, but the influences from the site on the magnetic field antenna factor results shall be estimated; see the discussion in 5.2.3.2.

5.2.3.2 Calibration procedure

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

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

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

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

where

f_{MHz} is the frequency in MHz;

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

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

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

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

and

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

where

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

$A_N(i,j)$ is the normalized site insertion loss (NSIL) calculated by NEC. The same loop geometry shall be used for simulation and calibration. Further information about normalized site attenuation calculation is planned for inclusion in future editions of CISPR 16-1-4.¹

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

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

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

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

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

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

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

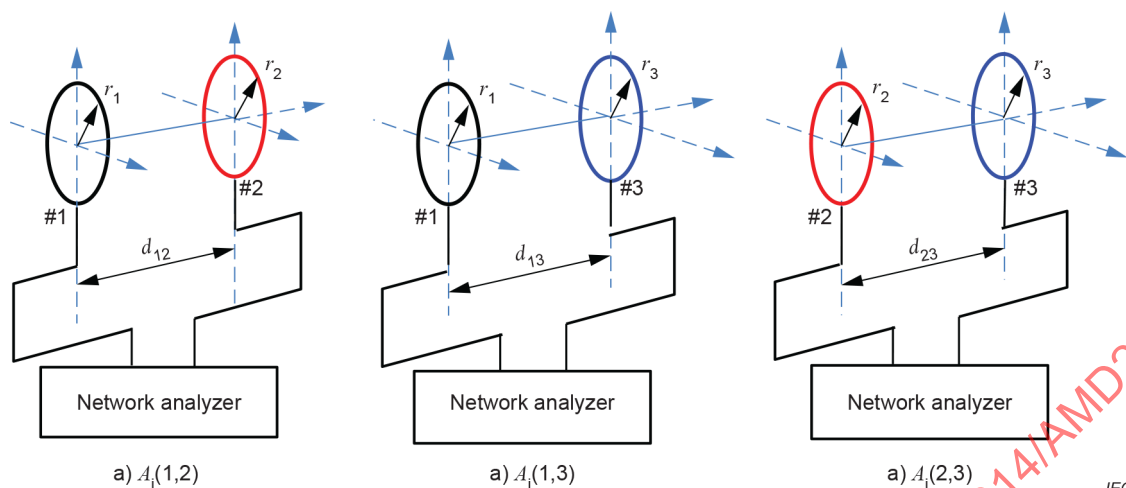
$$\Delta F_{aH,I} = F_{aH,I} - F_{aH,num} \quad (70)$$

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

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

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

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



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

Figure 21 – Loop antenna pair arrangements for the TAM

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

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

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

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

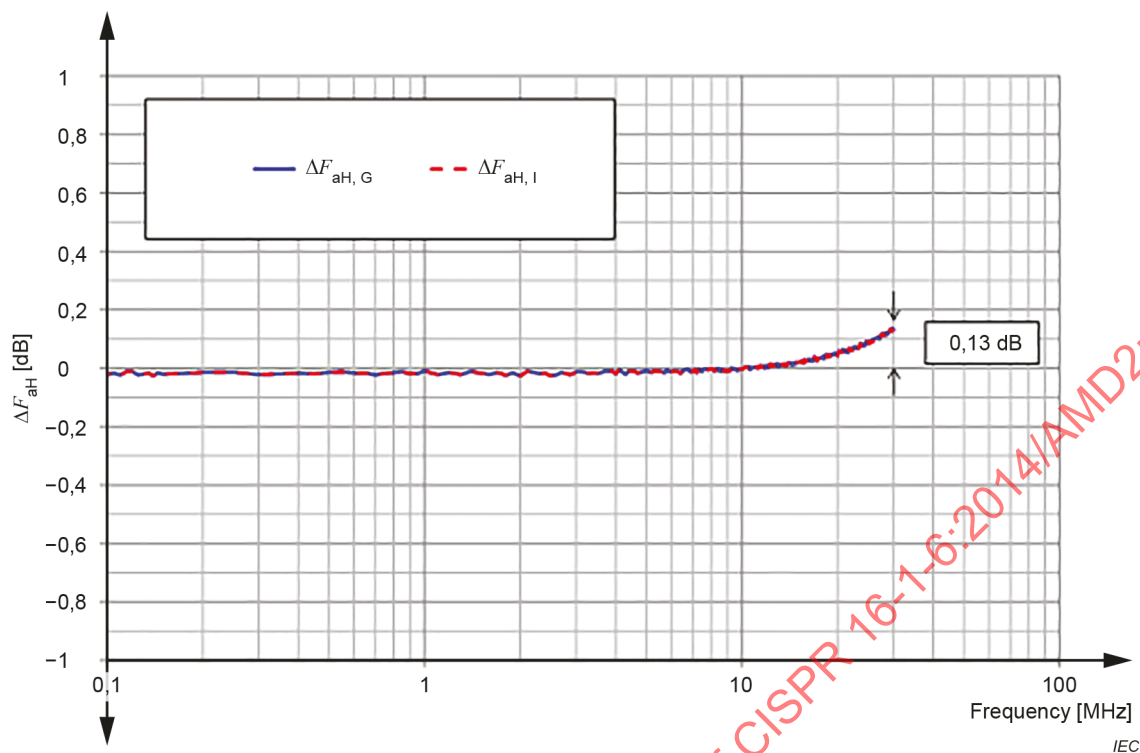
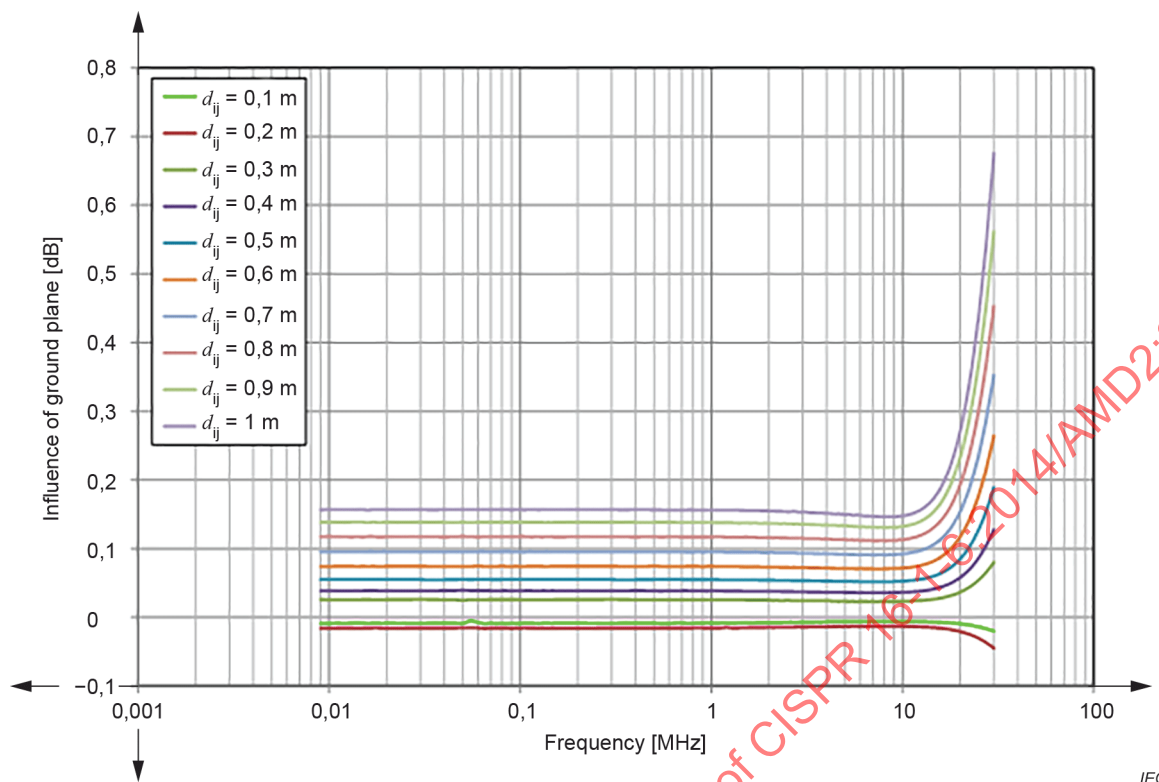
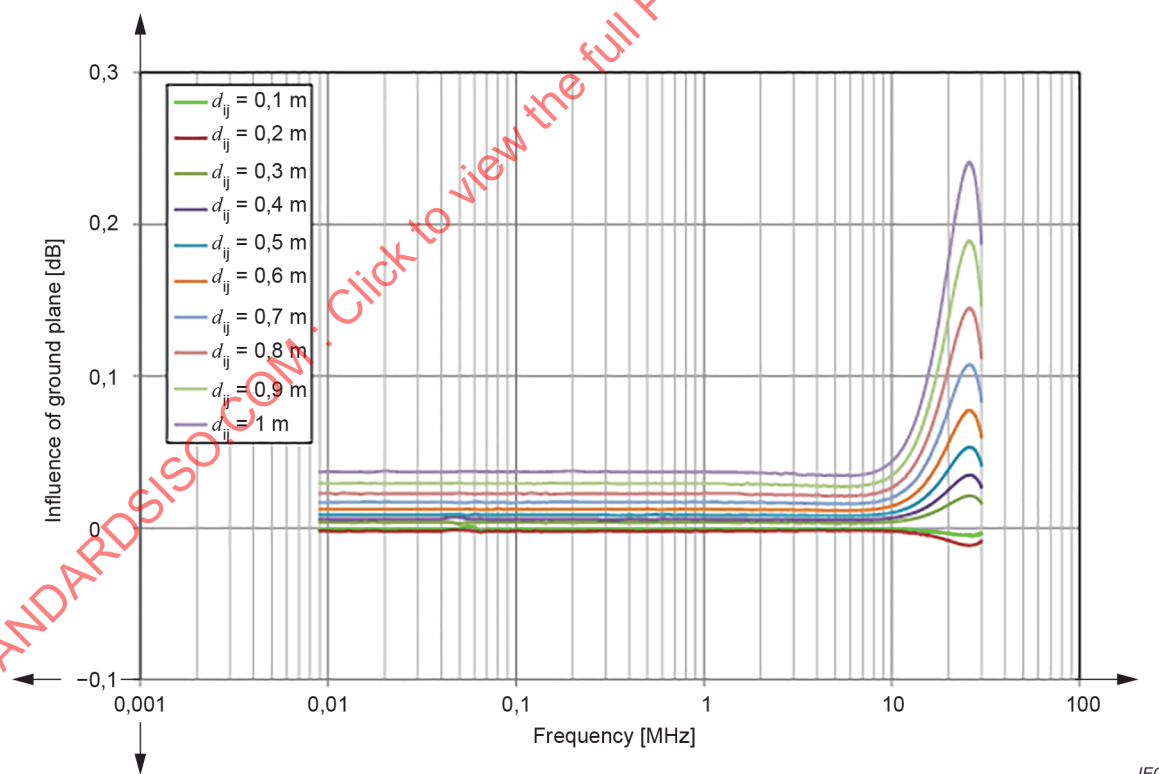


Figure 22 – Accuracy of Greene's formula and integral formula
vs. frequency for $r_i = 0,05$ m, $r_j = 0,3$ m, and $d = 0,39$ m



a) 1,3 m above ground plane



b) 2,5 m above ground plane

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

5.2.3.3 Measurement uncertainties for TAM calibration results

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

$$\begin{aligned} \delta K(i,j) = & \delta A_{\text{SIL}}(r_1, \delta r_1, r_2, \delta r_2, d_{12}, \delta d_{12}, \delta m, \delta l, \delta \theta_1, \delta \theta_2, \delta \Theta_1, \delta \Theta_2, \delta \varphi_1, \delta \varphi_2) \\ & + \delta A_{\text{coup}} + \delta A_{\text{approx}} \end{aligned} \quad (73)$$

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

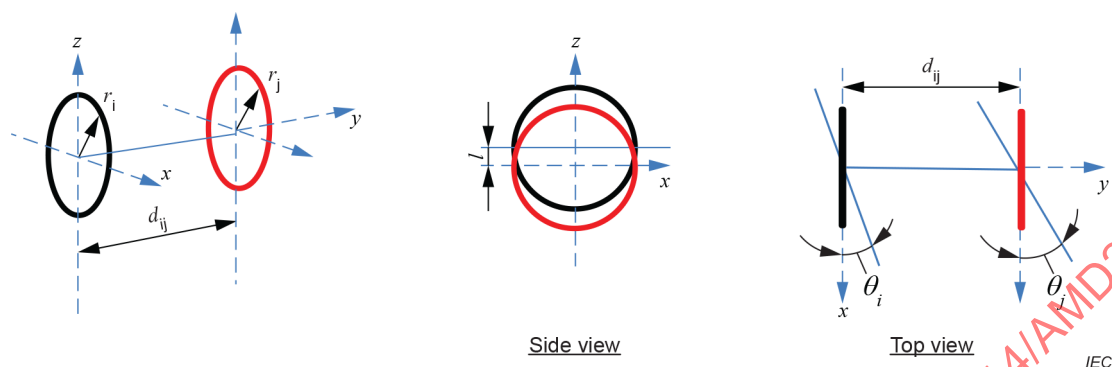


Figure 24 – Definitions of the parameters used in measurement uncertainty evaluation for $K(i,j)$

Table 16 – Example of an uncertainty budget for site insertion loss $A_{\text{I}}(i,j)$

[illegible]

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

Source of uncertainty or quantity X_i		Value	Probability distribution
Positioning of loop antennas	δA_{SIL}		
Radius antenna 1 ($r_1 = 0,05$ m)	δr_1	0,002 m	Rectangular
Radius antenna 2 ($r_2 = 0,3$ m)	δr_2	0,002 m	Rectangular
Distance (misalignment in y -axis, $d_{12} = 0,31$ m)	δd_{12}	0,01 m	Rectangular
Misalignment in x -axis	δm	0,01 m	Rectangular
Misalignment in z -axis	δl	0,01 m	Rectangular
Misalignment around x -axis, antenna 1	$\delta \theta_1$	5°	Rectangular
Misalignment around y -axis, antenna 1	$\delta \Theta_1$	1°	Rectangular
Misalignment around z -axis, antenna 1	$\delta \varphi_1$	5°	Rectangular
Misalignment around x -axis, antenna 2	$\delta \theta_2$	5°	Rectangular
Misalignment around y -axis, antenna 2	$\delta \Theta_2$	1°	Rectangular
Misalignment around z -axis, antenna 2	$\delta \varphi_2$	5°	Rectangular
Coupling with ground plane	δA_{coup}	0,1 dB	Rectangular
Approximation error in Equation (65) (NOTE)	δA_{approx}	0,13 dB	Rectangular
Expanded uncertainty, U ($k = 2$)			0,8 dB

NOTE If Greene's formula [Equation (65)] is used, there is an error because the formula is only an approximation of Equation (64). An estimation of this error is shown in Table 15 and Figure 21. This contribution does not apply if a numerical approach is used [see Equation (67)].

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

[illegible]

5.2.4 Current probe method (CPM)

5.2.4.1 General

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

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

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

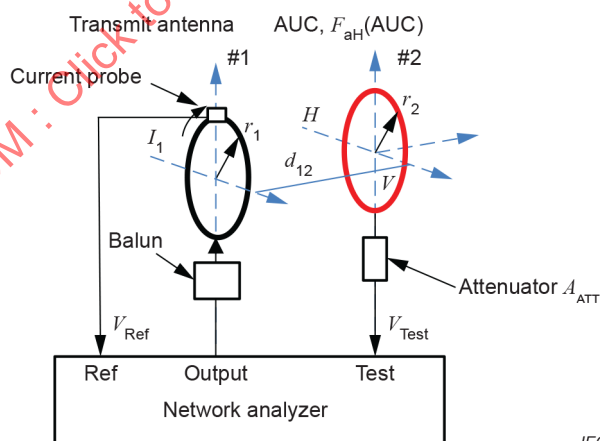
$$H_{av} = 20 \lg I_1 + 20 \lg S_1 + K(1,2) \text{ in dB(A/m)} \quad (75)$$

where

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

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

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



IEC

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

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

5.2.4.2 Calibration procedure

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

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

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

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

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

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

and with

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

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

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

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

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

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

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

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

- #### 5.2.4.3 Measurement uncertainties for CPM calibration results

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

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

Source of uncertainty or quantity X_i		Value	Probability distribution	Divisor	Sensitivity	u_i dB
Site Insertion Loss (NOTE 1)	$A_i(1,2)$	0,15 dB	Normal ($k = 1$)	1	1	0,15
Loop radius (NOTE 2)	r_1	0,002 m	Rectangular	$\sqrt{3}$	347	0,40
Greene's formula (NOTE 3)	$K(1,2)$	0,38 dB	Normal ($k = 1$)	1	1	0,38
Transfer impedance (NOTE 4)	$ Z $	0,23 dB	Normal ($k = 1$)	1	-1	0,23
Coupling to vicinity (NOTE 5)	δA_{coup}	0,1 dB	Rectangular	$\sqrt{3}$	1	0,06
Combined standard uncertainty, u_c						0,62
Expanded uncertainty, U ($k = 2$)						1,24

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

NOTE 2 A radius of 5 cm with an uncertainty of 2 mm is assumed for the transmit loop. The sensitivity coefficient is equal to $40/[r_1 \times \ln(10)]$; this means that the sensitivity decreases with increased transmit loop diameter.

NOTE 3 See 5.2.3.3 for the uncertainty of $K(1,2)$. Receive antenna radius of 0,3 m and distance of 0,5 m are assumed.

NOTE 4 See Table 20 for the uncertainty of the transfer impedance.

NOTE 5 The coupling to the vicinity is estimated by simulation or measurement. If the calibration is performed above ground plane, Figure 23 can be used to estimate the coupling.

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

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

5.2.5 Standard antenna method

5.2.5.1 General

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

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

5.2.5.2 Calibration procedure

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

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

where

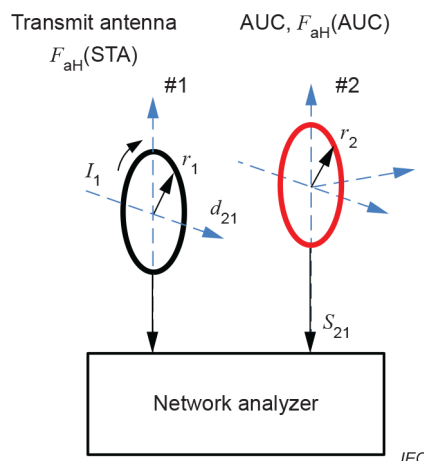
$$A_i(1,2) = -20 \lg |S_{21}(1,2)| \text{ in dB, is SIL} \quad (81)$$

f_{MHz} is the frequency in MHz

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

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

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



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

Figure 26 – Antenna arrangement for the standard antenna method

5.2.5.3 Measurement uncertainties for SAM calibration results

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

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

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

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

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

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

6.3.2 Balance of an antenna

Update dated reference to CISPR 16-1-4:2010 to CISPR 16-1-4:2019.

Add, after the existing Annex I, added by Amendment 1, the following new annex:

STANDARDSISO.COM : Click to view the full PDF of CISPR 16-1-6:2014/AMD2:2022

Annex J (informative)

Monte Carlo simulation of TAM loop antenna calibration measurement uncertainty – Example source code

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
```

```
% MATLAB example source code
```

```
% CISPR 16-1-6
```

```
%
```

```
% Calculation of Uncertainty for TAM
```

```
% Calculation of K
```

```
%
```

```
% Monte Carlo (MC) Simulation
```

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
```

```
clear;
```

```
M=1000;      %Number of MC trials
```

```
f=30;        %Frequency in MHz
```

```
%
```

```
% Defining input estimates
```

```
%
```

```
d=0.4;       %Distance between antennas
```

```
u_d=0.01;    %Estimate of uncertainty for distance
```

```
r1=0.05;     %Radius antenna 1
```

```
u_r1=0.002;  %Estimate of uncertainty for radius 1
```

```
r2=0.05;     %Radius antenna 2
```

```
u_r2=0.002;  %Estimate of uncertainty for radius 2
```

```
u_phi1=5;    %Estimate of uncertainty for misalignment around x axis
```

```
u_phi2=5;    %Estimate of uncertainty for misalignment around x axis
```

```
u_l_theta1=1; %Estimate of uncertainty for misalignment around y axis
```

```
u_l_theta2=1; %Estimate of uncertainty for misalignment around y axis
```

```
u_s_theta1=5; %Estimate of uncertainty for misalignment around z axis
```

u_s_theta2=5; %Estimate of uncertainty for misalignment around z axis

u_m=0.01; %Estimate of uncertainty for misalignment in x axis

u_l=0.01; %Estimate of uncertainty for misalignment in z axis

%

% Setting MC samples

%

*mc_d=d-u_d+2*u_d*rand(M,1);*

*mc_r1=r1-u_r1+2*u_r1*rand(M,1);*

*mc_r2=r2-u_r2+2*u_r2*rand(M,1);*

*mc_phi1=-u_phi1+2*u_phi1*rand(M,1);*

*mc_phi2=-u_phi2+2*u_phi2*rand(M,1);*

*mc_s_theta1=-u_s_theta1+2*u_s_theta1*rand(M,1);*

*mc_s_theta2=-u_s_theta2+2*u_s_theta2*rand(M,1);*

*mc_l_theta1=-u_l_theta1+2*u_l_theta1*rand(M,1);*

*mc_l_theta2=-u_l_theta2+2*u_l_theta2*rand(M,1);*

*mc_m=-u_m+2*u_m*rand(M,1);*

*mc_l=-u_l+2*u_l*rand(M,1);*

%

% Calculate output estimate

%

for i=1:M

i

%call function nec; calculates SIL using NEC

*SIL(i)=nec(f,mc_d(i),mc_r1(i),mc_r2(i),mc_m(i),mc_k(i),mc_phi1(i),mc_phi2(i),mc_s_theta1(i),mc_s_theta2(i),
mc_l_theta1(i),mc_l_theta2(i));*

end

u_SIL=std(SIL);

%

% Other uncertainty contribution

% Measurement function is linear

STANDARDSISO.COM : Click to view the full PDF of CISPR 16-1-6:2014/AMD2:2022

%

% Unwanted coupling between the antennas and ground

u_coup=0.1; %Rectangular contribution

% Approximation error in Equation (65)

u_approx=0.13; %Rectangular contribution

%

u_K=sqrt(u_SIL^2+(u_coup/sqrt(3))^2+(u_approx/sqrt(3))^2)

STANDARDSISO.COM : Click to view the full PDF of CISPR 16-1-6:2014/AMD2:2022

Bibliography

Add, after the existing reference [69], the following new references:

- [70] GREENE, F.M., The near-zone magnetic field of a small circular-loop antenna, *Journal of Research of the National Bureau of Standards – C. Engineering and Instrumentation*, Oct.-Dec. 1967, vol. 71C, no. 4, p. 319-326 (<https://www.nist.gov/nist-research-library/journal-research-volume-71c>)
- [71] MA, M.T. and Kanda, M., *Electromagnetic Compatibility and Interference Metrology*, NBS Technical Note 1099, Boulder, CO, 1986
- [72] FUJII, K., Sakai, K., Sugiyama, T., Sebata, K., and Nishiyama, I., Calibration of Loop Antennas for EMI Measurements in the Frequency Range Below 30 MHz, *Journal of the National Institute of Information and Communications Technology*, vol. 63, no. 1, Dec. 2016, p. 71-81
- [73] ISHII, M. and Shimada, Y., Reference calibration methods for small circular loop antenna in low-frequency band, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Apr. 2009, vol. 58, no. 4, p. 1007-1103
- [74] ISHII, M. and Fujii, K., Loop antenna calibration methods in low-frequency, *IEICE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC'14/Tokyo)*, 2014, p. 290-293
- [75] RAMO, S., Whinnery, J.R., and Van Duzer, T., *Fields and Waves in Communication Electronics*, 3rd ed., John Wiley & Sons, 1994

STANDARDSISO.COM : Click to view the full PDF of CISPR 16-1-6:2014/AMD2:2022

COMMISSION ÉLECTROTECHNIQUE INTERNATIONALE

SPÉCIFICATION DES MÉTHODES ET DES APPAREILS DE MESURE DES PERTURBATIONS RADIOÉLECTRIQUES ET DE L'IMMUNITÉ AUX PERTURBATIONS RADIOÉLECTRIQUES –

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

AMENDEMENT 2

AVANT-PROPOS

- 1) La Commission Électrotechnique 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. À 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.

L'Amendement 2 à la CISPR 16-1-6:2014 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:

Projet	Rapport de vote
CIS/A/1362/FDIS	CIS/A/1365/RVD

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

La langue employée pour l'élaboration de cet Amendement est l'anglais.

Ce document a été rédigé selon les Directives ISO/IEC, Partie 2, il a été développé selon les Directives ISO/IEC, Partie 1 et les Directives ISO/IEC, Supplément IEC, disponibles sous www.iec.ch/members_experts/refdocs. Les principaux types de documents développés par l'IEC sont décrits plus en détail sous www.iec.ch/standardsdev/publications.

Le comité a décidé que le contenu de ce document ne sera pas modifié avant la date de stabilité indiquée sur le site web de l'IEC sous webstore.iec.ch dans les données relatives au document recherché. À cette date, le document sera

- reconduit,
- supprimé,
- remplacé par une édition révisée, ou
- amendé.

IMPORTANT – Le logo "colour inside" qui se trouve sur la page de couverture de ce document indique qu'il contient des couleurs qui sont considérées comme utiles à une bonne compréhension de son contenu. Les utilisateurs devraient, par conséquent, imprimer ce document en utilisant une imprimante couleur.

2 Références normatives

Ajouter les nouvelles références suivantes à la liste existante:

CISPR 16-1-2, *Spécifications des méthodes et des appareils de mesure des perturbations radioélectriques et de l'immunité aux perturbations radioélectriques – Partie 1-2: Appareils de mesure des perturbations radioélectriques et de l'immunité aux perturbations radioélectriques – Dispositifs de couplage pour la mesure des perturbations conduites*

CISPR 16-1-4:2019, *Spécifications des méthodes et des appareils de mesure des perturbations radioélectriques et de l'immunité aux perturbations radioélectriques – Partie 1-4: Appareils de mesure des perturbations radioélectriques et de l'immunité aux perturbations radioélectriques – Antennes et emplacements d'essai pour les mesures des perturbations rayonnées*

3.1.2.5

facteur d'antenne champ magnétique

Remplacer la Note 1 à l'article et la Note 2 à l'article existantes comme suit:

Note 1 à l'article: Le symbole F_{aH} est utilisé uniquement lorsque le facteur d'antenne est exprimé en dB. La grandeur F_{aH} est exprimée en dB(S/m) ou en dB($\Omega^{-1}m^{-1}$).

Note 2 à l'article: L'unité dB(pT/ μ V) est utilisée dans certaines normes (mais pas dans la CISPR 16-1-6) et peut être convertie en dB(S/m) en retirant 2 dB.

Ajouter la Note 3 à l'article:

Note 3 à l'article: La CISPR 16-1-4 spécifie les antennes boucles pour les mesurages de l'intensité de champ magnétique dans la plage de fréquences comprise entre 9 kHz et 30 MHz.

3.2 Abréviations

Ajouter les nouvelles abréviations suivantes à la liste existante:

CPM current probe method (méthode de la sonde de courant)

SFM standard field method (méthode de champ normalisé)

5.2.1 Généralités

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

Plusieurs techniques ont été élaborées pour l'étalonnage des antennes boucles ou pour le mesurage du facteur d'antenne de champ magnétique [74]. La référence [18] donne une présentation générale utile. La référence [15] donne une version simplifiée de la méthode de champ normalisé (SFM) ([32] et [16]) et la méthode TAM est décrite en [35]. Le présent paragraphe et l'Annexe H spécifient les méthodes d'étalonnage acceptables des antennes boucles.

La méthode TAM et la méthode des cellules TEM donnent une incertitude type du facteur d'antenne mesuré d'environ $\pm 0,5$ dB, alors que l'application de la méthode des cellules TEM est limitée à la plage de fréquences sous la première fréquence de résonance de la cellule TEM.

La méthode de la sonde de courant (CPM) [15] est une méthode SFM améliorée reposant sur la norme IEEE 291 [32]. Dans la méthode d'origine, le courant qui circule dans l'antenne boucle d'émission était mesuré à l'aide d'un couple thermoélectrique sous vide RF intégré dans l'élément de boucle. Toutefois, un couple thermoélectrique est en général petit et fragile, il se révèle donc inadapté à une utilisation dans le cadre de mesurages d'étalonnage de routine.

La méthode de la bobine d'Helmholtz [34], classée comme une méthode SFM, est exacte à 0,7 % (0,06 dB) jusqu'à 150 kHz, et meilleure que $\pm 0,5$ dB jusqu'à 10 MHz (voir l'Annexe H), mais sa plage de fréquences applicable dépend de la taille de bobine.

Un rapport signal/bruit {du récepteur} d'au moins 34 dB est nécessaire pour obtenir de faibles incertitudes de mesure, si un analyseur de réseau vectoriel (VNA) est utilisé comme cela est indiqué en 6.2.4. De plus, il est important d'associer des atténuateurs à l'antenne boucle d'émission et à l'antenne boucle de réception afin de réduire les incertitudes de désadaptation si un générateur de signaux et un récepteur sont utilisés. Lors de l'étalonnage de l'antenne boucle dans les conditions en espace libre, il convient que la distance entre l'antenne d'émission ou l'antenne de réception et des objets réfléchissants à proximité, y compris un plan de masse métallique, soit supérieure à 1,3 m. La distance d'isolement dans l'air exigée dépend également de l'espacement entre les antennes.

À la fin du 5.2.2.2, ajouter les nouveaux paragraphes suivants:

5.2.3 Méthode à trois antennes (TAM)

5.2.3.1 Généralités

L'étalonnage d'antenne à l'aide de la méthode TAM exige trois antennes (numérotées 1, 2 et 3) pour constituer trois paires d'antennes. Une connaissance préalable de l'AF de l'une quelconque des trois antennes n'est pas nécessaire avec la méthode TAM (voir également 4.3.3 concernant la méthode TAM).

La SIL pour l'étalonnage d'antenne est généralement mesurée avec un analyseur de réseau étalonné, afin de réduire les erreurs de désadaptation qui peuvent se produire entre l'accès de sortie du signal et l'antenne boucle d'émission, et entre l'accès de réception de signal et l'antenne boucle de réception. En variante, une combinaison d'un générateur de signaux/de poursuite et d'un récepteur de mesure peut être utilisée, auquel cas des atténuateurs de rembourrage doivent réduire les ondes stationnaires sur les câbles.

Différente des étalonnages TAM au-dessus de 30 MHz, qui reposent sur l'équation de transmission de Friis, la méthode TAM pour les étalonnages d'antenne boucle repose sur la formule d'inductance mutuelle de Neumann modifiée [75], qui est approximativement exprimée par formule dite de Greene [70].

La distance de séparation entre l'antenne d'émission et l'antenne de réception doit être réduite comparée à la distance avec l'environnement. Par conséquent, le couplage entre les antennes est augmenté le plus possible, alors que le couplage entre les environnements est réduit le plus possible. Aucun critère particulier de validation d'emplacement n'est exigé, mais les influences de l'emplacement sur les résultats du facteur d'antenne champ magnétique doivent être estimées (voir 5.2.3.2).

5.2.3.2 Procédure d'étalonnage

Pour les paires d'antennes alignées de manière coaxiale (voir la Figure 21), la perte d'insertion de l'emplacement, $A_i(i,j)$, entre l'antenne i et l'antenne j est mesurée dans un environnement en espace libre [35] et est décrite par l'Équation (61).

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

À partir des données relatives à $A_i(i,j)$ pour les trois paires d'antennes, les facteurs d'antenne champ magnétique F_{aH} de chaque antenne peuvent être déterminés à l'aide des Équations (62).

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

où

f_{MHz} est la fréquence en MHz;

$A_i(i,j)$ est la SIL entre l'antenne i et l'antenne j . Lorsqu'elle est mesurée à l'aide d'un analyseur de réseau, la perte d'insertion de l'emplacement est donnée par l'Équation (63)

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

$K(i,j)$ est la fonction présentée dans l'Équation (64), reposant sur une équation de Neumann modifiée pour la paire d'antennes (i,j)

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

et

S_i, S_j sont les surfaces géométriques ($r^2\pi$) en m^2 des antennes i et j , respectivement;

C_i, C_j sont les courbes fermées qui entourent l'élément de boucle des antennes i et j , respectivement;

ds_i, ds_j sont les vecteurs de segments infinitésimaux des éléments de boucle des antennes i et j , respectivement;

R est la distance, en m, entre les segments ds_i et ds_j .

Si les trois antennes boucles sont des cercles vrais et qu'une distribution de courant homogène le long de chaque boucle est prise pour hypothèse, l'Équation (64) peut être exprimée approximativement sous la forme suivante:

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

L'Équation (65) est appelée formule de Greene [70], où

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

r_i, r_j sont les rayons, en m, des antennes i et j , respectivement;

d_{ij} est la distance, en m, entre les centres de boucles des antennes i et j ;

β est le nombre d'ondes ($=2\pi/\lambda$) en m^{-1} .

L'Équation (65) est valable à condition que $\beta R_0(i, j) \leq 1,0$ et $r_i r_j / R_0^2(i, j) \leq 1/16$. L'Équation (64) et l'Équation (65) peuvent être satisfaites si la distribution de courant sur les deux antennes boucles est uniforme. Pour étalonner les antennes boucles avec exactitude, le rayon de l'antenne boucle utilisée comme boucle d'émission doit être dans les limites déduites. Par exemple, le Tableau 15 présente des combinaisons pertinentes pour r_i, r_j , et d_{ij} , et indique l'erreur de la formule de Greene à la fréquence la plus élevée de 30 MHz. L'influence de la fréquence de l'erreur est représentée à la Figure 22. Il convient de choisir la distance entre les centres de boucle entre une paire d'antennes, d_{ij} de manière à satisfaire les conditions, et doit être aussi petite que possible pour réduire le plus possible les influences de l'environnement. Il convient de noter que les autres termes d'incertitude, tels que l'incertitude de positionnement, augmentent au fur et à mesure de la diminution de la séparation.

Une estimation de l'influence d'un plan de masse avec différentes distances de séparation de boucle d_{ij} comprises entre 0,1 m et 1,0 m est donnée à la Figure 23. La Figure 23 est obtenue en normalisant les SIL entre deux antennes boucles de 60 cm de diamètre placées 1,3 m et 2,5 m au-dessus d'un plan de masse en fonction des SIL en espace libre. Un OATS ou une SAC peut être utilisé(e) comme emplacement d'essai pour l'étalonnage, dont l'influence particulière doit être prise en considération pour l'estimation de l'incertitude de mesure d'étalonnage. L'influence du plan de masse dépend également de la position des fentes d'alimentation des deux antennes boucles.

En variante aux Équations (62), les Équations (67) peuvent être utilisées, lesquelles reposent sur une approche de simulation numérique. L'approche de simulation numérique présente l'avantage de prendre en compte la distribution de courant hétérogène. Les conditions exigées pour l'application de la formule de Greene ne s'appliquent pas pour l'approche de simulation numérique. Il n'est pas nécessaire de tenir compte de l'erreur donnée dans le Tableau 15.

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

où

$A_i(i, j)$ est la SIL entre l'antenne i et l'antenne j . Lorsqu'elle est mesurée à l'aide d'un analyseur de réseau, la perte d'insertion de l'emplacement est donnée par l'Équation (63).

$A_N(i,j)$ est la perte d'insertion normalisée de l'emplacement (NSIL – normalized site insertion loss) calculée par le NEC. La même configuration de boucle doit être utilisée pour la simulation et l'étalonnage. Il est prévu que des informations supplémentaires relatives au calcul de l'atténuation de l'emplacement normalisée dans les prochaines éditions de la CISPR 16-1-4¹

La formule de Greene ne s'applique pas si les antennes ne sont pas de forme circulaire. Pour les formes carrées, il est envisageable de modifier l'Équation (65) par un facteur de correction pour r_i ou r_j où

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

r_i, r_j sont les rayons, en m, des antennes i et j , respectivement;

s_i, s_j sont les longueurs latérales, en m, des boucles carrées i et j , respectivement.

Pour obtenir $K(i,j)$ avec exactitude pour des boucles carrées ou obtenir $K(i,j)$ pour d'autres formes d'antenne boucle, il convient de calculer $K(i,j)$ selon l'Équation (64) à l'aide d'une intégration numérique.

L'exactitude de la formule de Greene est estimée en calculant la différence selon l'Équation (69) entre le facteur d'antenne champ magnétique déterminé par l'application de la formule de Greene et le facteur d'antenne champ magnétique déterminé par simulation numérique. L'exactitude de la formule intégrale de l'Équation (64) est estimée en calculant la différence selon l'Équation (71) entre le facteur d'antenne champ magnétique déterminé par l'application de la formule intégrale et le facteur d'antenne champ magnétique déterminé par simulation numérique. Les résultats sont représentés à la Figure 22, dans laquelle une exactitude diminuée à l'extrémité supérieure de fréquence peut être observée.

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

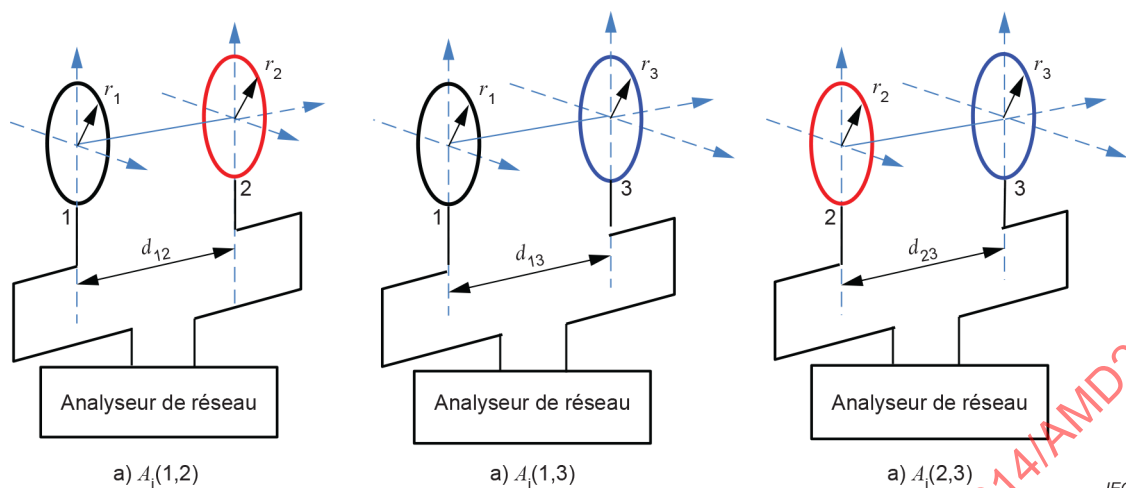
$$\Delta F_{aH,I} = F_{aH,I} - F_{aH,num} \quad (70)$$

$F_{aH,G}$ est le facteur d'antenne champ magnétique déterminé par l'application de la formule de Greene,

$F_{aH,I}$ est le facteur d'antenne champ magnétique déterminé par l'application de la formule intégrale;

$F_{aH,num}$ est le facteur d'antenne champ magnétique déterminé par simulation numérique.

¹ Comme cela est indiqué, par exemple, en 10.6 de la CIS/A/1240/RM, un projet est en cours pour amender la CISPR 16-1-4 et inclure la validation de l'emplacement sous 30 MHz. Au moment de l'élaboration du présent FDIS, les documents les plus récents concernant ce projet sont le CIS/A/1323/CDV et le CIS/A/1288/CC.



NOTE Les points d'alimentation peuvent être placés au sommet des antennes boucles.

Figure 21 – Dispositions de paires d'antennes boucles pour la méthode des trois antennes

Tableau 15 – Exemples d'utilisation valable de l'Équation (65)

Rayon de boucle r_i [m]	Rayon de boucle r_j [m]	Distance d_{ij} [m]	$\beta R_0(i, j)$	$r_i r_j / R_0^2(i, j)$	Erreur due à une distribution de courant non constante à 30 MHz [dB]
0,05	0,3	0,39	0,31	0,061 3	0,13
0,15	0,3	0,78	0,53	0,062 4	0,33
0,05	0,15	0,31	0,22	0,061 9	0,07
0,15	0,15	0,57	0,38	0,060 8	0,18
0,05 (NOTE 1)	0,05	0,2	0,13	0,055 6	0,05
0,3 (NOTE 2)	0,3	1,2	0,8	0,055 6	0,53

NOTE 1 Si les deux rayons de boucle sont très petits, l'exactitude de la formule de Greene est excellente, avec une erreur de seulement 0,05 dB.

NOTE 2 Si une antenne d'émission ainsi qu'une antenne de réception de rayon important sont utilisées, l'effet de la distribution de courant hétérogène peut donner lieu à une erreur relativement importante de 0,53 dB.

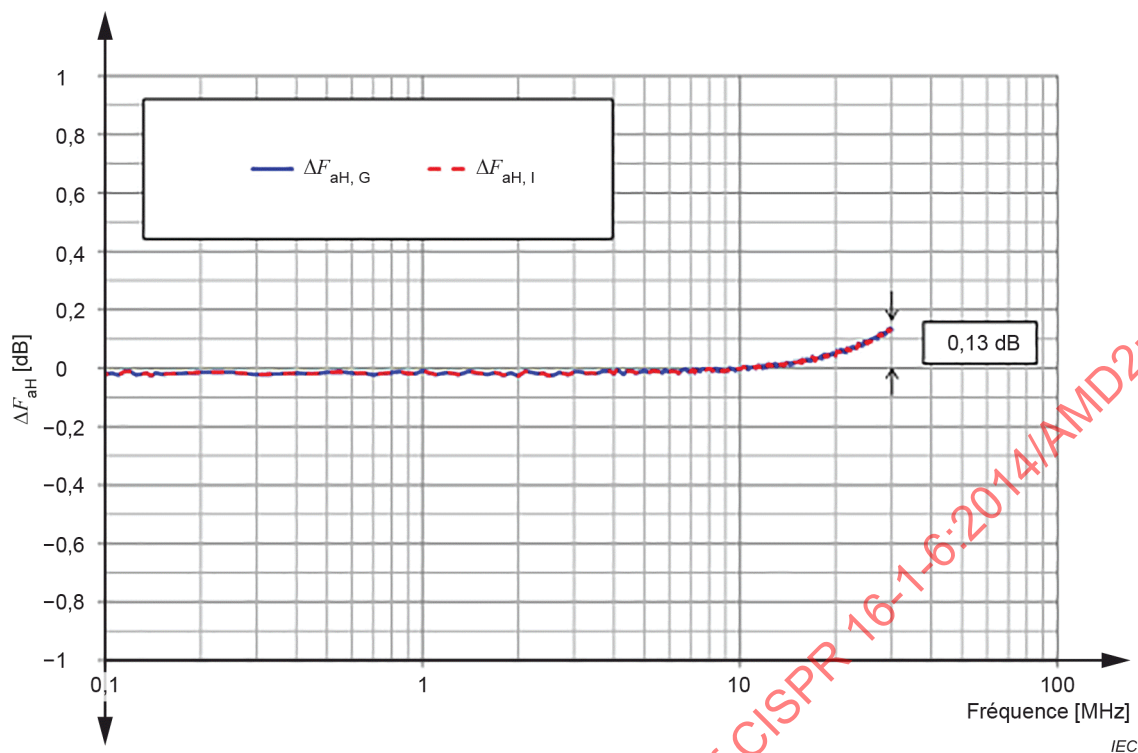
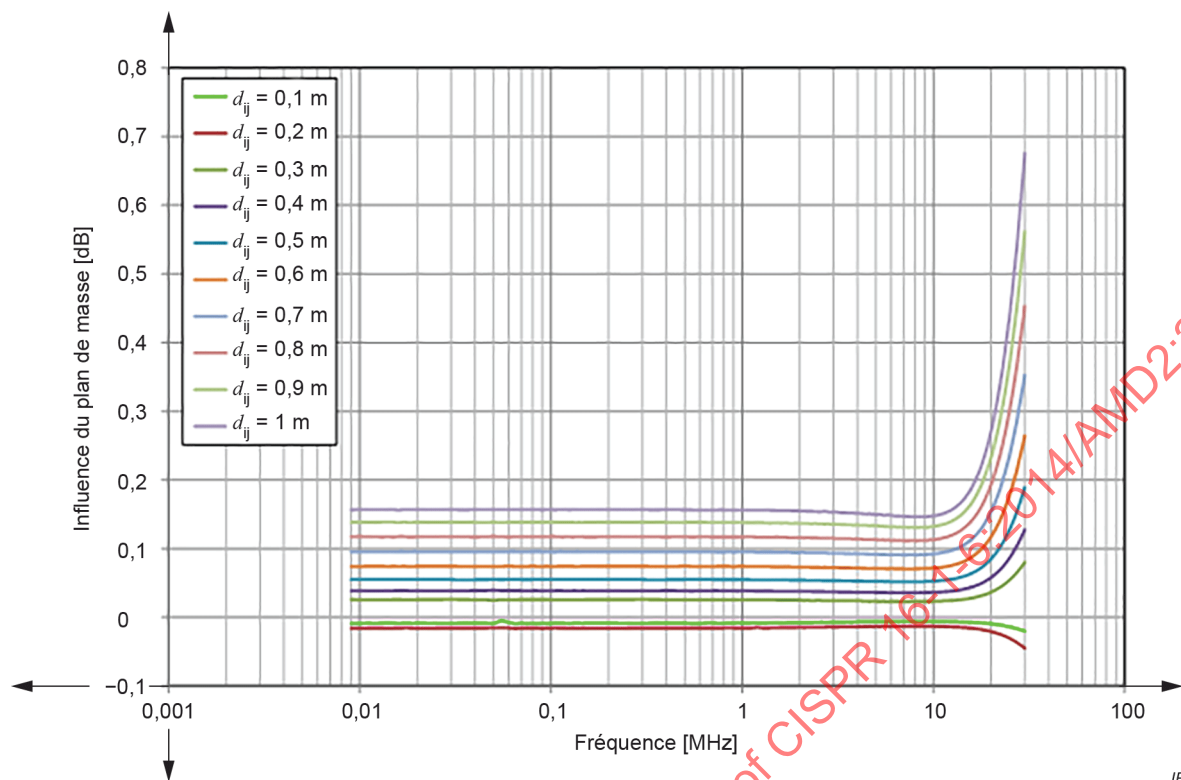
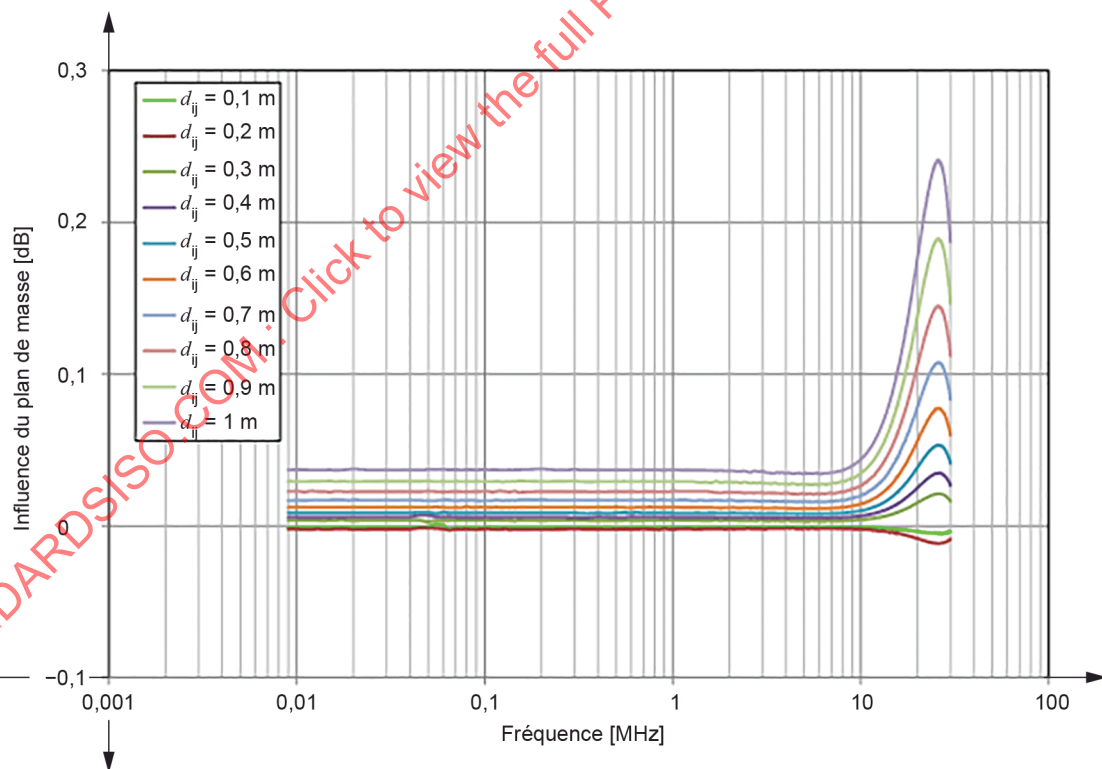


Figure 22 – Exactitude de la formule de Greene et de la formule intégrale par rapport à la fréquence pour $r_i = 0,05$ m, $r_j = 0,3$ m, et $d = 0,39$ m



a) 1,3 m au-dessus du plan de masse



b) 2,5 m au-dessus du plan de masse

Figure 23 – Exemples de l'influence du plan de masse sur la SIL en condition d'espace libre

5.2.3.3 Incertitudes de mesure pour les résultats d'étalonnage TAM

Un exemple de budget d'incertitude estimé pour les résultats F_{aH} d'étalonnage TAM à 30 MHz est présenté dans le Tableau 16 et dans le Tableau 18. Les incertitudes types composées pour les résultats de SIL $A_i(i,j)$ et le paramètre de configuration $K(i,j)$ sont utilisés en entrées pour l'incertitude élargie F_{aH} du Tableau 18.

L'incertitude élargie des résultats de mesure F_{aH} dépend largement de la taille de l'AUC, car $K(i,j)$ selon l'Équation (65) est une fonction de la distance de séparation, des rayons des deux antennes boucles et du défaut d'alignement.

La Figure 24 représente les définitions des paramètres utilisés dans l'évaluation d'incertitude pour $K(i,j)$:

- a) défaut d'alignement sur l'axe x , incertitude de m (non représenté à la Figure 24);
- b) défaut d'alignement sur l'axe y , incertitude de d_{ij} ;
- c) défaut d'alignement sur l'axe z , incertitude de l (décalage de l'axe z);
- d) défaut d'alignement autour de l'axe x , incertitude de θ_i et θ_j ;
- e) défaut d'alignement autour de l'axe y , incertitude de Θ_i et Θ_j (non représenté à la Figure 24);
- f) défaut d'alignement autour de l'axe z , incertitude de φ_i et φ_j (non représenté à la Figure 24).

L'influence du défaut d'alignement ne peut pas être déduite avec la formule de Greene, les simulations NEC sont donc utilisées à sa place. La composante de l'incertitude dans K (donnée sous la forme δA_{SIL}) est déduite des différences dans les valeurs NEC SIL calculées.

Une solution facile de calcul de l'incertitude de mesure consiste à utiliser une approche mixte. L'incertitude de K est calculée par une méthode numérique, alors que les contributions à l'incertitude restantes sont combinées à l'aide de la loi de propagation des incertitudes.

La fonction de mesure de F_{aH} est donnée dans l'Équation (71).

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

Étant donné que l'inexactitude de fréquence peut être ignorée, la contribution du terme f_{MHz} est ignorée dans l'analyse.

La fonction de mesure de $A_i(i,j)$ est donnée dans l'Équation (72).

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

La fonction de mesure de $K(i,j)$ est donnée dans l'Équation (73).

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

Un exemple de code source pour une simulation de Monte-Carlo (MCS) de l'incertitude de mesure ([7], par exemple) est donné à l'Annexe J.

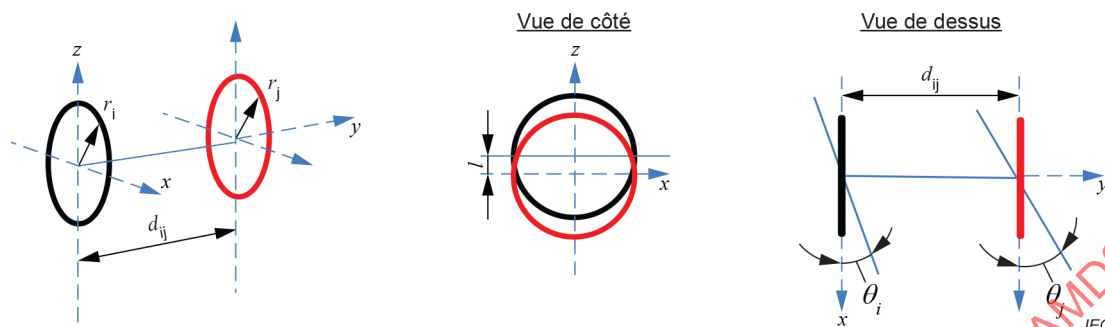


Figure 24 – Définitions des paramètres utilisés dans l'évaluation de l'incertitude de mesure pour $K(i,j)$

Tableau 16 – Exemple de budget d'incertitude pour la perte d'insertion de l'emplacement $A_1(i,j)$

[illegible]

Tableau 17 – Exemple de budget d'incertitude pour $K(i,j)$ utilisé par la méthode TAM

Source d'incertitude ou grandeur X_i		Valeur	Loi de probabilité
Positionnement des antennes boucles	δA_{SIL}		
Rayon d'antenne 1 ($r_1 = 0,05 \text{ m}$)	δr_1	0,002 m	Rectangulaire
Rayon d'antenne 2 ($r_2 = 0,3 \text{ m}$)	δr_2	0,002 m	Rectangulaire
Distance (défaut d'alignement sur l'axe y , $d_{12} = 0,31 \text{ m}$)	δd_{12}	0,01 m	Rectangulaire
Défaut d'alignement sur l'axe x	δm	0,01 m	Rectangulaire
Défaut d'alignement sur l'axe z	δl	0,01 m	Rectangulaire
Défaut d'alignement autour de l'axe x , antenne 1	$\delta \theta_1$	5°	Rectangulaire
Défaut d'alignement autour de l'axe y , antenne 1	$\delta \Theta_1$	1°	Rectangulaire
Défaut d'alignement autour de l'axe z , antenne 1	$\delta \phi_1$	5°	Rectangulaire
Défaut d'alignement autour de l'axe x , antenne 2	$\delta \theta_2$	5°	Rectangulaire
Défaut d'alignement autour de l'axe y , antenne 2	$\delta \Theta_2$	1°	Rectangulaire
Défaut d'alignement autour de l'axe z , antenne 2	$\delta \phi_2$	5°	Rectangulaire
Couplage avec le plan de masse	δA_{coup}	0,1 dB	Rectangulaire
Erreur d'approximation dans l'Équation (65) (NOTE)	δA_{approx}	0,13 dB	Rectangulaire
Incertitude élargie, U ($k = 2$)			0,8 dB
NOTE Si la formule de Greene [Équation (65)] est utilisée, il y a une erreur, car la formule n'est qu'une approximation de l'Équation (64). Une estimation de cette erreur est présentée dans le Tableau 15 et représentée à la Figure 21. Cette contribution ne s'applique pas si une approche numérique est utilisée [voir l'Équation (67)].			

Tableau 18 – Exemple de budget d'incertitude pour F_{aH} d'une antenne boucle, déterminé par la méthode à trois antennes (TAM) – incertitude élargie à 30 MHz

[illegible]

5.2.4 Méthode de la sonde de courant (CPM)

5.2.4.1 Généralités

Pour un étalonnage CPM (classé en tant que méthode SFM), une intensité de champ magnétique calculable est émise à partir d'une antenne boucle circulaire non blindée monotour. Le facteur d'antenne champ magnétique d'une AUC boucle, $F_{aH}(AUC)$, est déterminé par le rapport de l'intensité de champ magnétique au niveau de l'AUC, H en A/m, sur la tension induite à la sortie de l'AUC, V en V, comme cela est indiqué dans l'Équation (74).

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

Pour une paire d'antennes boucles alignées de manière coaxiale dans la région de champ proche l'une de l'autre (voir la Figure 25), l'antenne boucle d'émission transportant le courant I_1 , en A, génère une intensité de champ magnétique, à partir de laquelle l'intensité de champ moyenne au niveau de l'antenne boucle de réception H_{av} , en dB(A/m), est donnée par l'Équation (75).

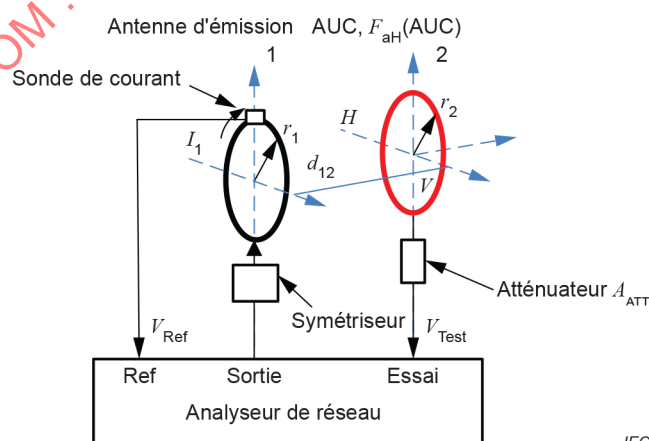
$$H_{av} = 20 \lg I_1 + 20 \lg S_1 + K(1,2) \text{ en dB(A/m)} \quad (75)$$

où

S_1 est la surface géométrique de l'antenne boucle d'émission, en m²;

$K(1,2)$ est donné par l'Équation (64) ou l'Équation (65) pour les boucles circulaires, en dB(m⁻³).

Il convient de choisir soigneusement la distance de centre de boucle entre une paire d'antennes, d_{ij} , de manière à satisfaire aux conditions de la formule de Greene (voir le Tableau 15 de 5.2.3.2).



NOTE Le point d'alimentation de l'antenne de réception peut être placé au sommet de l'antenne.

Figure 25 – Disposition de l'antenne pour la méthode de la sonde de courant (CPM)