

INTERNATIONAL STANDARD

NORME INTERNATIONALE



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

AMENDMENT 2 AMENDEMENT 2

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

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



THIS PUBLICATION IS COPYRIGHT PROTECTED

Copyright © 2023 IEC, Geneva, Switzerland

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

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

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

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

About the IEC

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

About IEC publications

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

IEC publications search - webstore.iec.ch/advsearchform

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

IEC Just Published - webstore.iec.ch/justpublished

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

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

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

IEC Products & Services Portal - products.iec.ch

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

Electropedia - www.electropedia.org

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

A propos de l'IEC

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

A propos des publications IEC

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

Recherche de publications IEC -

webstore.iec.ch/advsearchform

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

IEC Just Published - webstore.iec.ch/justpublished

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

Service Clients - webstore.iec.ch/csc

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

IEC Products & Services Portal - products.iec.ch

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

Electropedia - www.electropedia.org

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

INTERNATIONAL STANDARD

NORME INTERNATIONALE



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

AMENDMENT 2 AMENDEMENT 2

**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 978-2-8322-6736-3

**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 1-4: Radio disturbance and immunity measuring apparatus – Antennas and test sites for radiated disturbance measurements

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 16-1-4:2019 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/1389/FDIS	CIS/A/1393/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/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.

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of CISPR 16-1-4:2019/AMD2:2023

2 Normative references

Replace the existing references to CISPR 16-1-1, CISPR 16-1-6, CISPR 16-2-3 by the following:

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

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

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

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

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

CISPR 16-2-3:2016/AMD1:2019

CISPR 16-2-3:2016/AMD2:20—

Add the following references:

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

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

3.1.3

antenna pair reference site attenuation

Replace the existing term and definition by the following new term and definition:

3.1.3

antenna pair reference site attenuation

A_{APR}

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

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

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

3.1.13

ideal open-area test site

Replace the existing note to entry by the following new note to entry:

Note 1 to entry: An ideal OATS is a theoretical construct that is used in the definition of the measurands A_{APR} , A_{LPR} , and in the calculation of the normalized site attenuation A_{N} and normalized site insertion loss A_{Ni} for ground plane sites.

3.1.26

site insertion loss

Add, after the definition, the following new note to entry:

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

Add, after the existing term and definition 3.1.29, the following two new terms and definitions:

3.1.30

antenna pair reference site insertion loss

A_{LPR}

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

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

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

3.1.31

feed point (of a shielded loop antenna)

location of the slit in the shielding of the loop antenna

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

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

3.2 Abbreviated terms

Add, to the existing list, the following new abbreviated terms:

DANL displayed average noise level

NSIL normalized site insertion loss

4.3.2 Magnetic field antenna

Replace the existing subclause by the following new subclauses and new figure:

4.3.2 Magnetic field antenna

4.3.2.1 General

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

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

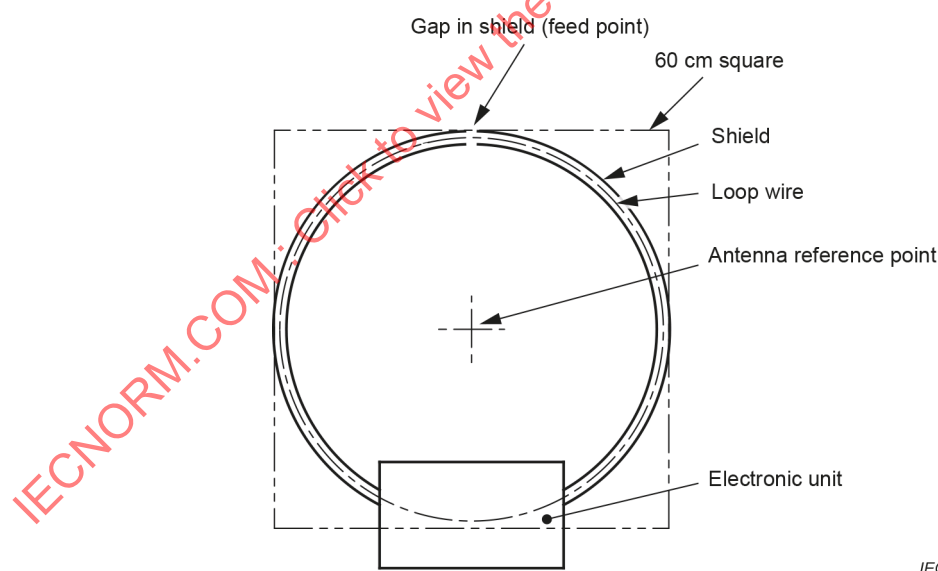
NOTE 1 Derivation of NSIL values as described in Annex J, is less complicated and more accurate for single-turn loops.

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

NOTE 2 Direct measurements can be made of the strength of the magnetic field component, in $\text{dB}(\mu\text{A/m})$ or $\mu\text{A/m}$, of a radiated field under all conditions; that is, both in the near field and in the far field [32].

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

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



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

Figure 34 – Example of size-compliant loop antenna

4.3.2.2 Considerations on active antennas

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Replace the existing text of this clause "(Void)" with the following new text:

5.1 General

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

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

5.2 Radio-frequency ambient environment of a test site

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

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

5.3 Measurement distance and test volume

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

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

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

5.4 Set-up table and antenna positioner

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

5.5 Validation procedure of test site

5.5.1 General

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

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

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

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

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

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

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

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

Table 9 – Maximum frequency step size

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

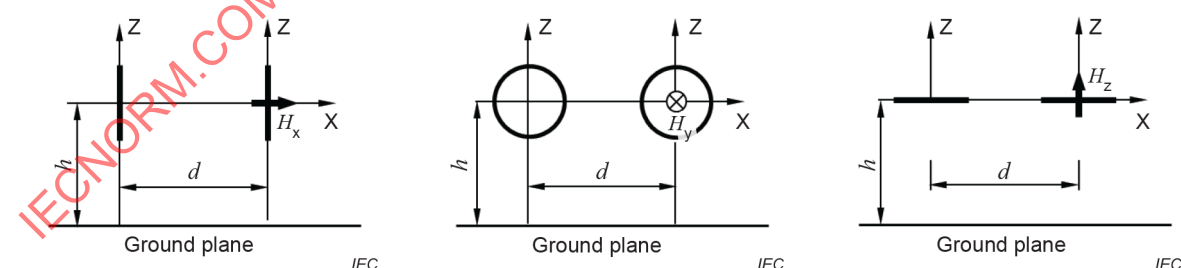
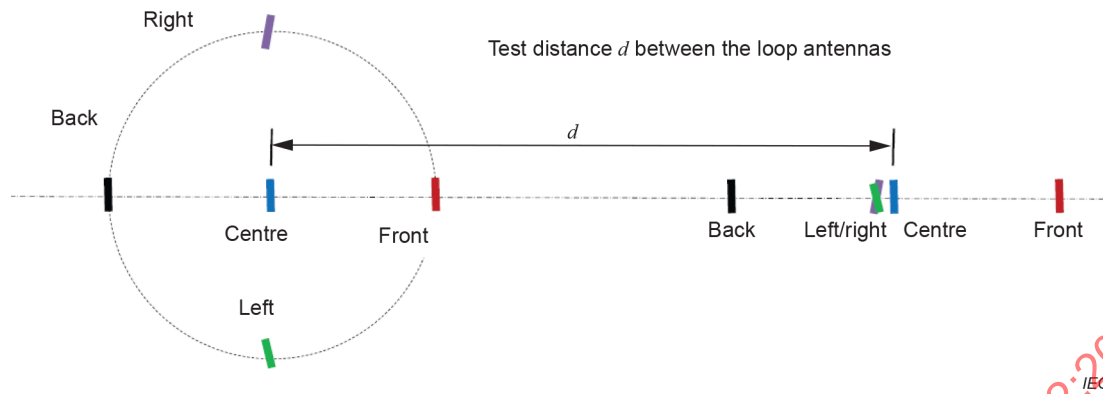
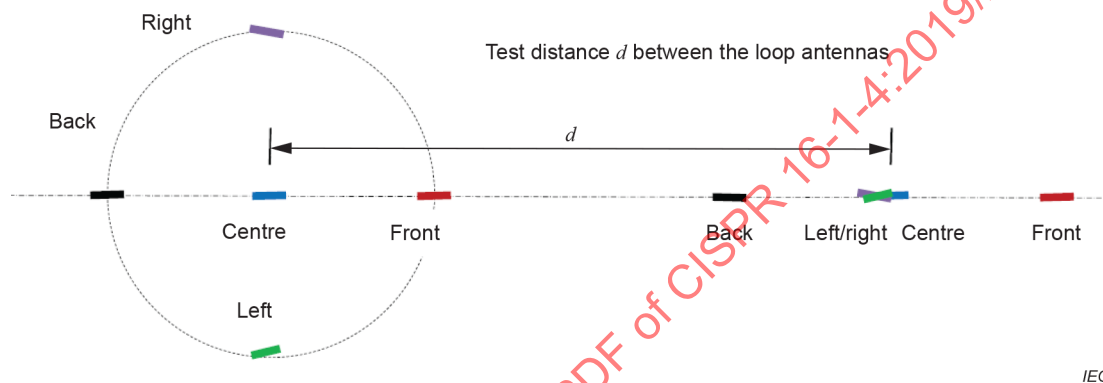


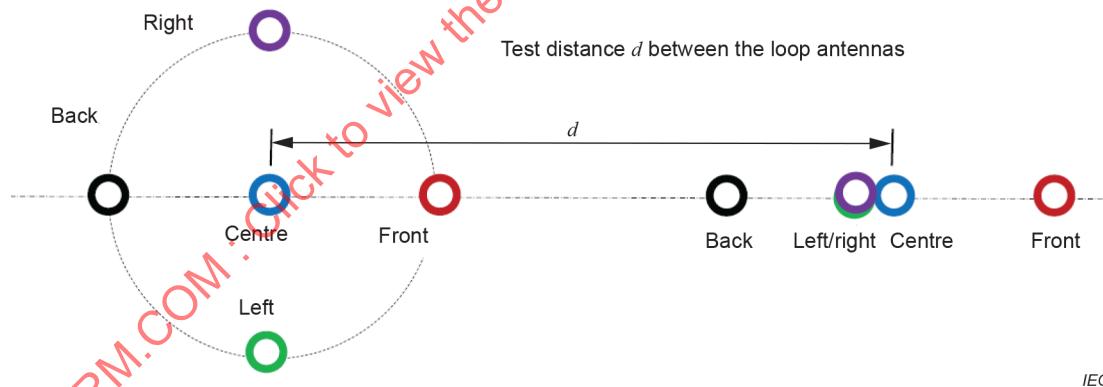
Figure 35 – General arrangement of the three measurement orientations H_x , H_y and H_z , where d is the measurement distance and h is the height of the reference point



a) H_x validation measurement with loop antennas



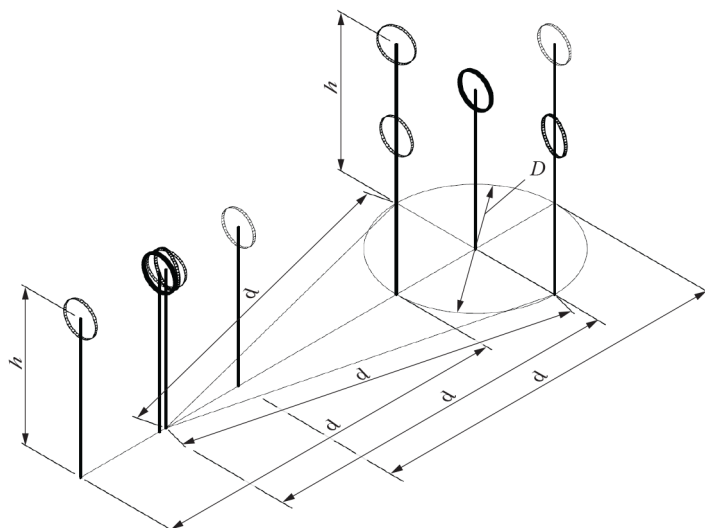
b) H_y validation measurement with loop antennas



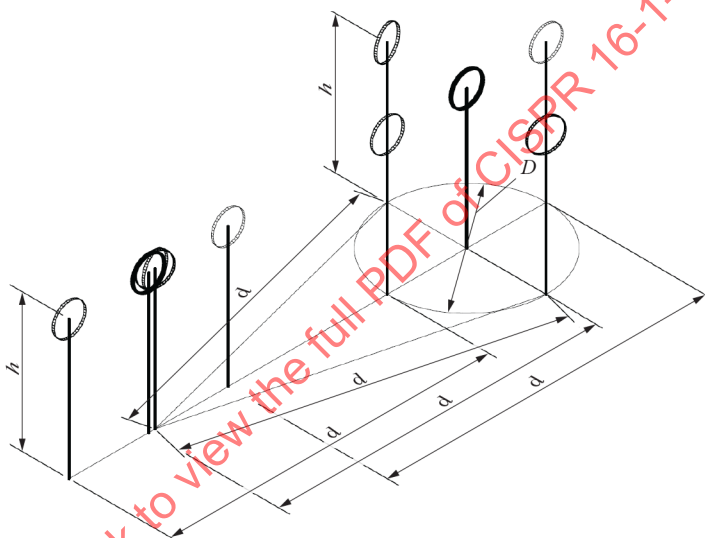
c) H_z validation measurement with loop antennas

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

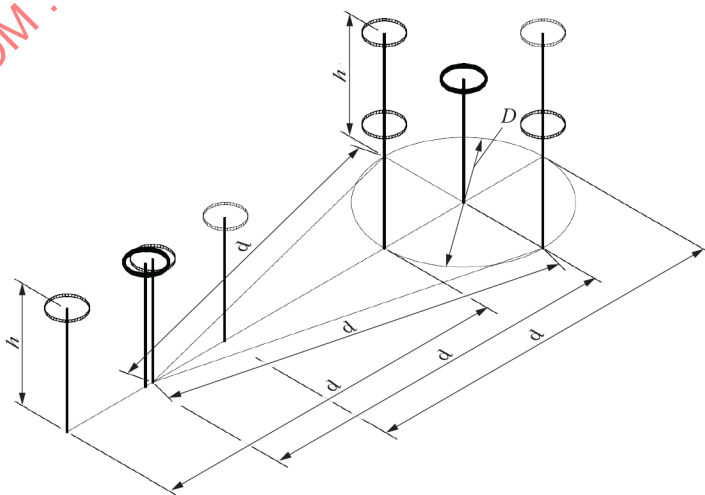
Figure 36 – Antenna positions



a) H_x validation measurement with loop antennas



b) H_y validation measurement with loop antennas



c) H_z validation measurement with loop antennas

Figure 37 – Antenna positions

5.5.2 Normalized site insertion loss (NSIL)

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

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

where

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

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

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

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

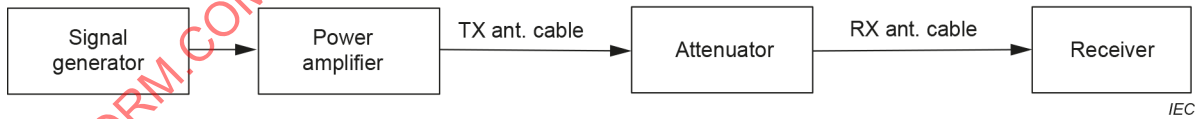


Figure 38 – Test set-up for V_{DIRECT} with power amplifier and attenuator

5.5.3 Reference site method

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

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

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

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

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

5.5.4 Acceptance criterion

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

Table 10 – Acceptance criterion

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

6.1 General

Add the following new second paragraph as follows:

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

9 Reverberation chamber for total radiated power measurement

Replace the existing subclauses, text and figures by the following:

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

10 TEM cells for immunity to radiated disturbance measurement

Replace the existing heading and text by the following:

10 TEM waveguides for radiated disturbance measurements

Radiated disturbance measurements may be performed in TEM waveguides using the methods specified in IEC 61000-4-20.

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of CISPR 16-1-4:2019/AMD2:2023

Add, after the existing Annex H, added by Amendment 1, the following new Annexes I, J, K, L, M and N:

Annex I (informative)

Measurement uncertainties of COMTS validation results in the frequency range 9 kHz to 30 MHz

I.1 Quantities to be considered for COMTS validation using the NSIL method

The measurand ΔA_i is calculated as per Equation (I.1), with the symbols described in Table I.1:

$$\Delta A_i = V_{\text{DIRECT}} - V_{\text{SITE}} - (F_{\text{aH,T}} + F_{\text{aH,R}}) - A_{\text{Ni}} + \delta V_{\text{ISO}} + \delta V_{\text{M1}} + \delta V_{\text{M2}} + \delta V_{\text{M3}} + \delta A_{\text{POW}} + \delta V_{\text{RAD}} + \delta V_{\text{TAD}} + \delta V_{\text{SRTX}} + \delta V_{\text{SRRX}} + \delta V_{\text{PD}} + \delta V_{\text{PH}} + \delta V_{\text{PVA}} + \delta V_{\text{PLA}} \quad (\text{I.1})$$

**Table I.1 – Example measurement uncertainty budget for
COMTS validation using the NSIL method**

Input quantity	X_i	Uncertainty of x_i		$u(x_i)$	c_i	$ c_i u(x_i) $
		dB	Probability distribution function	dB		dB
VNA reading ¹	V_{DIRECT}	±0,01	Rectangular	0,006	1	0,006
VNA reading ²	V_{SITE}	±0,5	Rectangular	0,289	–1	0,289
Isolation ³	δV_{ISO}	±0,01	Rectangular	0,006	1	0,006
Magnetic field antenna factor Tx ⁴	$F_{\text{aH,T}}$	±0,6	Normal ($k = 2$)	0,3	–1	0,3
Magnetic field antenna factor Rx ⁴	$F_{\text{aH,R}}$	±0,6	Normal ($k = 2$)	0,3	–1	0,3
NSIL values ⁵	A_{Ni}	±0,1	Normal ($k = 2$)	0,05	–1	0,05
Mismatch:						
Amplifier – Attenuator – Port 2 ⁶	δV_{M1}	–0,21/+0,21	U-shaped	0,148	1	0,148
Amplifier – Tx antenna ⁷	δV_{M2}	–1,02/+0,92	U-shaped	0,685	1	0,685
Rx antenna – Port 2 ⁸	δV_{M3}	–0,31/+0,30	U-shaped	0,219	1	0,219
Attenuator ⁹	δA_{POW}	±0,1	Normal ($k = 2$)	0,05	1	0,05
Drift:						
Receive antenna ¹⁰	δV_{RAD}	±0	Normal ($k = 2$)	0	1	0
Transmit amplifier ¹¹	δV_{TAD}	±0,1	Normal ($k = 2$)	0,05	1	0,05
Secondary radiation of antenna cable:						
Transmit antenna ¹²	δV_{SRTX}	±0,1	Rectangular	0,058	1	0,058
Receive antenna ¹²	δV_{SRRX}	±0,1	Rectangular	0,058	1	0,058

Input quantity	X_i	Uncertainty of x_i		$u(x_i)$	c_i	$ c_i u(x_i) $
		dB	Probability distribution function	dB		dB
Antenna positioning:						
Distance error ¹³	δV_{PD}	$\pm 0,3$	Rectangular	0,173	1	0,173
Height error ¹⁴	δV_{PH}	$\pm 0,03$	Rectangular	0,017	1	0,017
Vertical alignment ¹⁵	δV_{PVA}	$\pm 0,06$	Rectangular	0,035	1	0,035
Lateral alignment ¹⁶	δV_{PLA}	$\pm 0,03$	Rectangular	0,017	1	0,017
Superscripts refer to the numbered NOTES of I.1.						

Because correlated input quantities exist, an additional term is taken into account as per Equation (I.2); see NOTE 4.

$$u_c^2(\Delta A_i) = \sum c_i^2 u^2(x_i) + 2c(F_{aH,T})c(F_{aH,R})u(F_{aH,T})u(F_{aH,R})r, \quad r = 1 \quad (I.2)$$

Hence: $2u_c(\Delta A_i) = 2,03 \text{ dB}$.

Table I.1 is valid if a VNA is used; if a separate signal generator and measuring receiver are used then V_{DIRECT} , V_{SITE} , and δV_{ISO} should be reconsidered.

A lower uncertainty can be achieved if the two antennas are calibrated together, in accordance with Annex N. In this case the contributors for $F_{aH,T}$ and $F_{aH,R}$ are replaced by one contributor, for both antennas (calculated in accordance with Annex N), having a normal probability distribution ($k = 2$), and the correlation factor is removed.

Hence: $2u_c(\Delta A_i) = 1,81 \text{ dB}$.

NOTE 1 The uncertainty contribution from V_{DIRECT} is based on the specified trace noise and the influence of the noise floor given by the VNA manufacturer. Typically, the influence of the nonlinearity can be neglected. If this assumption is not valid, another contribution can be considered based on the specification of the VNA manufacturer.

NOTE 2 For V_{SITE} , when a signal with a low magnitude is measured, the main influence is the noise. The value of the noise depends on the SNR. If the signal is 30 dB above the DANL value this influence is 0,5 dB. For large measurement distances, i.e. 10 m where this value is not feasible, the contribution is set accordingly.

NOTE 3 For δV_{ISO} , because of the high dynamic range, isolation between transmit antenna and receive antenna sides can be an issue. Checking the available dynamic range and searching for and eliminating ground loops can avoid this issue.

NOTE 4 For $F_{aH,T}$ and $F_{aH,R}$, Type B contributions are dominant in the uncertainty budget of the antenna calibration. In the most likely case that the transmit antenna and receive antenna are calibrated in the same calibration laboratory, both uncertainties are correlated with a correlation factor r of 1.

NOTE 5 Further information on the accuracy of NSIL values A_{Ni} is given in Annex L.

NOTE 6 The contribution δV_{M1} occurs if the transmit antenna and receive antenna cables are connected to each other (V_{DIRECT}). It is assumed that the power amplifier has a VSWR of 2:1 and Port 2 of the VNA has a return loss of 15 dB. A 30 dB attenuator with a VSWR of 1,1:1 is used to protect Port 2 of the VNA.

NOTE 7 The contribution δV_{M2} occurs during V_{SITE} measurement. This strongly depends on the antenna VSWR, due to the construction of the transmit antenna, with assumed VSWR of 2:1. The power amplifier is assumed to have a VSWR of 2:1.

NOTE 8 The contribution δV_{M3} occurs during V_{SITE} measurement. Mismatch is not critical for an active receive antenna, because a VSWR of 1,5:1 is typical. It is assumed that Port 2 of the VNA has a return loss of 15 dB.

NOTE 9 If a power amplifier is used during the measurement, a calibrated attenuator is used to measure V_{DIRECT} ; see 5.5.2. If a power amplifier is not used, then the δA_{POW} contribution can be omitted.

NOTE 10 The drift of the antenna factor of the active receive antenna, δV_{RAD} , might occur due to a temperature change between antenna calibration and COMTS validation.

NOTE 11 The drift of the gain of the transmit amplifier, δV_{TAD} , depends on amplifier stability and temperature change during measurement.

NOTE 12 The contributions δV_{SRTX} and δV_{SRRX} depend on properties of the antennas and the ferrite loading on the cables. This can be found experimentally by performing several measurements with several cable positions.

NOTE 13 The uncertainty contribution δV_{PD} is due to not maintaining the correct antenna distance. An accuracy of ± 2 cm is assumed. The uncertainty contribution in dB is calculated by using numerical simulation.

NOTE 14 The uncertainty contribution δV_{PH} is due to not maintaining the correct antenna height. An accuracy of ± 1 cm is assumed. The uncertainty contribution in dB is calculated by using numerical simulation.

NOTE 15 The uncertainty contribution δV_{PVA} is due to not maintaining both antennas parallel to each other. An accuracy of $\pm 4^\circ$ is assumed. The uncertainty contribution in dB is calculated by using numerical simulation.

NOTE 16 The uncertainty contribution δV_{PLA} is due to a lateral offset between the antenna axes. An accuracy of ± 1 cm is assumed. The uncertainty contribution in dB is calculated by using numerical simulation.

I.2 Quantities to be considered for COMTS validation using the RSM method

The measurand ΔA_i is calculated as per Equation (I.3), with the symbols described in Table I.2:

$$\Delta A_i = V_{DIRECT} - V_{SITE} - A_{LPR} + \delta V_{ISO} + \delta V_{M1} + \delta V_{M2} + \delta V_{M3} + \delta A_{POW} \\ + \delta V_{RAD} + \delta V_{TAD} + \delta V_{SRTX} + \delta V_{SRRX} + \delta V_{PD} + \delta V_{PH} + \delta V_{PVA} + \delta V_{PLA} \quad (I.3)$$

Table I.2 – Example measurement uncertainty budget for COMTS validation using the RSM method

Input quantity	X_i	Uncertainty of x_i		$u(x_i)$	c_i	$ c_i u(x_i) $
		dB	Probability distribution function	dB		dB
VNA reading ¹	V_{DIRECT}	$\pm 0,01$	Rectangular	0,006	1	0,006
VNA reading ²	V_{SITE}	$\pm 0,5$	Rectangular	0,289	–1	0,289
Isolation ³	δV_{ISO}	$\pm 0,01$	Rectangular	0,006	1	0,006
Antenna pair reference ⁴	A_{LPR}	± 1	Normal ($k = 2$)	0,5	–1	0,5
Mismatch:						
Amplifier – Attenuator - Port 2 ⁵	δV_{M1}	–0,21/+0,21	U-shaped	0,148	1	0,148
Amplifier – Tx antenna ⁶	δV_{M2}	–1,02/+0,92	U-shaped	0,685	1	0,685
Rx antenna – Port 2 ⁷	δV_{M3}	–0,31/+0,30	U-shaped	0,219	1	0,219
Attenuator ⁸	δA_{POW}	$\pm 0,1$	Normal ($k = 2$)	0,05	1	0,05
Drift:						
Receive antenna ⁹	δV_{RAD}	± 0	Normal ($k = 2$)	0	1	0
Transmit amplifier ¹⁰	δV_{TAD}	$\pm 0,1$	Normal ($k = 2$)	0,05	1	0,05
Secondary radiation of antenna cable:						
Transmit antenna ¹¹	δV_{SRTX}	$\pm 0,1$	Rectangular	0,058	1	0,058
Receive antenna ¹¹	δV_{SRRX}	$\pm 0,1$	Rectangular	0,058	1	0,058
Antenna positioning:						
Distance error ¹²	δV_{PD}	$\pm 0,3$	Rectangular	0,173	1	0,173
Height error ¹³	δV_{PH}	$\pm 0,03$	Rectangular	0,017	1	0,017
Vertical alignment ¹⁴	δV_{PVA}	$\pm 0,06$	Rectangular	0,035	1	0,035
Lateral alignment ¹⁵	δV_{PLA}	$\pm 0,03$	Rectangular	0,017	1	0,017
Superscripts refer to the numbered NOTES of I.2.						

Hence: $2u_c(\Delta A_i) = 1,91$ dB.

Table I.2 is valid if a VNA is used; if a separate signal generator and measuring receiver are used then V_{DIRECT} , V_{SITE} and δV_{ISO} should be reconsidered.

NOTE 1 The uncertainty contribution from V_{DIRECT} is based on the specified trace noise and the influence of the noise floor given by the VNA manufacturer. Typically, the influence of the nonlinearity can be neglected. If this assumption is not valid, another contribution can be considered based on the specification of the VNA manufacturer.

NOTE 2 For V_{SITE} , when a signal with a low magnitude is measured, the main influence is the noise. The value of the noise depends on the SNR. If the signal is 30 dB above the DANL value this influence is 0,5 dB. For large measurement distances, i.e. 10 m where this value is not feasible, the contribution is set accordingly.

NOTE 3 For δV_{ISO} , because of the high dynamic range, isolation between transmit antenna and receive antenna sides can be an issue. Checking the available dynamic range and searching for and eliminating ground loops can avoid this issue.

NOTE 4 Contribution from measurement uncertainty of the antenna pair reference site insertion loss A_{LPR} between the antenna pair at a REFTS.

NOTE 5 The contribution δV_{M1} occurs if the transmit antenna and receive antenna cables are connected to each other (V_{DIRECT}). It is assumed that the power amplifier has a VSWR of 2:1 and Port 2 of the VNA has a return loss of 15 dB. A 30 dB attenuator with a VSWR of 1,1:1 is used to protect Port 2 of the VNA.

NOTE 6 The contribution δV_{M2} occurs during V_{SITE} measurement. This strongly depends on the antenna VSWR, due to the construction of the transmit antenna, with assumed VSWR of 2:1. The power amplifier is assumed to have a VSWR of 2:1.

NOTE 7 The contribution δV_{M3} occurs during V_{SITE} measurement. Mismatch is not critical for an active receive antenna, because a VSWR of 1,5:1 is typical. It is assumed that Port 2 of the VNA has a return loss of 15 dB.

NOTE 8 If a power amplifier is used during the measurement, a calibrated attenuator is used to measure V_{DIRECT} ; see 5.5.2. If a power amplifier is not used, then the δV_{POW} contribution can be omitted.

NOTE 9 The drift of the antenna factor of the active receive antenna contribution, δV_{RAD} , might occur due to temperature change between antenna calibration and COMTS validation.

NOTE 10 The drift of the gain of the transmit amplifier contribution, δV_{TAD} , depends on amplifier stability and temperature change during measurement.

NOTE 11 The contributions δV_{SRTX} and δV_{SRRX} depend on properties of the antennas and the ferrite loading on the cables. This can be found experimentally by performing several measurements with several cable positions.

NOTE 12 The uncertainty contribution δV_{PD} is due to not maintaining the correct antenna distance. An accuracy of ± 2 cm is assumed. The uncertainty contribution in dB is calculated by using numerical simulation.

NOTE 13 The uncertainty contribution δV_{PH} is due to not maintaining the correct antenna height. An accuracy of ± 1 cm is assumed. The uncertainty contribution in dB is calculated by using numerical simulation.

NOTE 14 The uncertainty contribution δV_{PVA} is due to not maintaining both antennas parallel to each other. An accuracy of $\pm 4^\circ$ is assumed. The uncertainty contribution in dB is calculated by using numerical simulation.

NOTE 15 The uncertainty contribution δV_{PLA} is due to a lateral offset between the antenna axes. An accuracy of ± 1 cm is assumed. The uncertainty contribution in dB is calculated by using numerical simulation.

Annex J (normative)

Derivation of NSIL values in the frequency range 9 kHz to 30 MHz

J.1 General

In 1982 A.A. Smith et al. [28] introduced the concept of normalized site attenuation for antennas which has since been adopted by the standardization committees. The idea is to separate the characteristic of the antennas from the site attenuation, by assuming Hertzian dipoles. The method works reasonably well, except for:

- mutual coupling between antennas and ground plane;
- directional antennas.

Both exceptions remain as systematic errors.

This principle can be adapted for loop antennas in the frequency range from 9 kHz to 30 MHz. The analytical derivation of the site insertion loss by Greene's formula is possible and feasible if a homogenous current distribution around the loop circumference is assumed. This is the case when the loop circumference is very small compared to the wavelength. Where this is not the case, e.g. for a loop size approaching the maximum size criterion specified in 4.3.2, a non-uniform current distribution is taken into account, which requires computer simulation. NEC [27] is well suited for this kind of problem and is publicly available free of charge.

Simulations show that the NSIL values depend on the diameters of the two antennas and on the positioning of their feed points (see Figure J.3) [33]. Therefore, providing tables of NSIL values in this document, similar to Table 2 (for NSA, within 30 MHz to 1 000 MHz), is not possible. The NSIL values shall be calculated in accordance with J.4, using the SIL values determined as per J.3, and the loop antenna factors simulated as per J.2. The latter shall be based on the dimensions of the two loop antennas used for site validation measurements, and on the positioning of their feed points during those measurements.

NOTE 1 Two dimensional parameters are required for each loop antenna: 1) loop diameter (which is centre-to-centre of the loop antenna shield), and 2) diameter of its loop wire (the loop antennas used for site validation are single turn; as described in 4.3.2.1). The latter is not usually published by manufacturers of loop antennas. If information on the loop wire diameter is not available, this can be approximated for the purpose of simulating its antenna factor as per J.2. The dependency of NSIL on the loop wire diameter of the two loop antennas is negligible (see Figure J.1).

NOTE 2 The simulations for determining the NSIL assume passive loop antennas are used for the transmit antenna and the receive antenna. This results in very high SIL values, especially for a measurement distance of 10 m. However, the actual site validation measurements can be performed with an active loop receive antenna, resulting in a high dynamic range for the entire measurement system.

J.2 Magnetic field antenna factor

The magnetic field antenna factor, defined in 3.1.2.5 of CISPR 16-1-6:2014 and CISPR 16-1-6:2014/AMD2:2022, can be simulated with the following NEC code.

CM CISPR 16-1-4: Annex J

CM Simulation of the magnetic field antenna factor

CM 60 cm diameter

CM 1 mm wire radius

CM 50 Ohm system impedance

CM

CE

GA 1 36 0.30 360 0 0.001

GM 0 0 0 -5 0 0 0 0 1

GE 0

GN -1

EK

LD 0 1 1 1 50 0 0

EX 1 1 1 0 0 0 0 0 0

FR 0 1 0 0 30.000 1

PT 1 1 1 0

XQ

NOTE 1 Related to the 9th line in the code (GM 0 0 0 -5 0 0 0 0 1): The rotation of the loop around the Y-axis by -5° is used to align the feed point segment exactly to the X-axis. This value is calculated by half of 360° divided by the number of segments.

In this code the following parameters can be modified:

GA 1 36 X 360 0 Y where X is the loop radius and Y the wire radius, in m;

LD 0 1 1 1 Z 0 0 where Z is the system impedance, in Ω;

FR 0 1 0 0 F 1 where F is the frequency, in MHz.

NOTE 2 For wire radius Y the radius of the shielding is not taken into account. However, the exact value of wire radius is not critical; see Figure J.1.

NOTE 3 The examples included in this annex assume a loop antenna diameter of 60 cm. However, such a loop diameter is only possible for an ideal loop, having an infinitely thin wire and shield (very small thickness of the shield, approximated as 0 m diameter), because otherwise the loop would not comply with the size criterion in 4.3.2. In practice, the actual loop antenna diameter used for site validation measurements is used in simulations.

This source code simulates a loop antenna which is illuminated with a 1 V/m homogenous plane wave. In the simulation output the current through the impedance Z is printed as follows, example for 30 MHz:

THETA (DEG)	PHI (DEG)	- CURRENT MAGNITUDE	- PHASE	SEG NO.
0.00	0.00	4.2927E-04	6.08	1

NOTE 4 Consult NEC manual [27] for designation of the Cartesian coordinate system.

So, the magnetic field antenna factor can be found as per Equation (J.1)

$$F_{aH} = \frac{H}{V} = \frac{E}{\eta I Z} \quad (J.1)$$

where

F_{aH} is the magnetic field antenna factor, in S/m;

H is the magnetic field strength of the impinging electromagnetic field, in A/m;

E is the electric field strength of the impinging electromagnetic field, in V/m, (i.e. 1 V/m);

V is the voltage magnitude across the load, in V;

I is the current magnitude through the load, in A;

Z is the load impedance, in Ω (50 Ω);

η is the free space impedance, in Ω (approximated by the value 376,73 Ω).

J.3 Site insertion loss

For simulation of the site insertion loss two antennas are involved, one to transmit and one to receive, as follows:

CM CISPR 16-1-4: Annex J

CM Simulation of the site insertion loss

CM Hx coaxial

CM 3 m distance

CM 60 cm diameter

CM 1 mm wire radius

CM 50 Ohm system impedance

CM

CE

GA 1 36 0.3 0 360 0.001

GA 2 36 0.3 0 360 0.001

GM 0 0 0 -85 0 0 0 1.3 1

GM 0 0 0 0 0 0 3 0 2

GE 1

GN 1

EK

EX 0 1 1 00 2 0

LD 0 1 1 1 50 0 0

LD 0 2 1 1 50 0 0

FR 0 1 0 0 30.000 1

PT 0 2 1 1

XQ

Again, the following parameters can be modified:

GA 1 36 X 360 0 Y where X is the loop radius and Y the wire radius, transmit, in m;

GA 2 36 X 360 0 Y where X is the loop radius and Y the wire radius, receive, in m;

GM 0 0 0 0 0 0 D 0 2 where D is the measurement distance, in m;

LD 0 1 1 1 Z 0 0 where Z is the system impedance, transmit, in Ω ;

LD 0 2 1 1 Z 0 0 where Z is the system impedance, receive, in Ω ;

FR 0 1 0 0 F 1 where F is the frequency, in MHz.

Other set-ups can be analyzed by modifying these lines in the code; see Figure J.4 for the schematic of the set-up:

GM 0 0 0 -85 0 0 0 1.3 1 for H_x coaxial

GM 0 0 0 0 0 0 3 0 2

GM 0 0 0 -85 90 0 0 1.3 1 for H_y coplanar

GM 0 0 0 0 0 0 3 0 2

GM 0 0 -90 0 -5 0 0 1.3 1 for H_z coplanar

GM 0 0 0 0 180 0 3 0 2

NOTE 1 Consult NEC manual [27] for the description of the GM command. The feed point location can be changed by modifying the content of column 3 through column 5, which are responsible for the rotation of the object.

From the output, select the current through the impedance of the receive antenna as follows, example for H_x at 30 MHz:

SEG. NO.	TAG NO.	COORD. X	OF SEG. Y	CENTER Z	SEG. LENGTH	REAL	IMAG.	MAG.	PHASE
37	2	0.0000	0.3002	0.1600	0.00523	-1.5829E-06	1.8619E-06	2.4438E-06	130.369

NOTE 2 Both antennas have 36 segments, so the first segment of the receive antenna, where the load is placed, is designated as segment number 37.

Use Equation (J.2) to calculate the site insertion loss:

$$A_i = -20 \lg \left(\frac{IZ}{V} \right) \quad (\text{J.2})$$

where

A_i is the site insertion loss, in dB;

I is the current magnitude through the load, in A;

Z is the load impedance, in Ω (50 Ω);

V is the voltage magnitude across the load during direct connection, in V, and is equal to 1 V. The reason for this number is the excitation voltage of the transmit loop of 2 V (source code line EX). During V_{DIRECT} determination, the voltage across the load is half of this, due to equal source and load impedances.

J.4 Normalized site insertion loss

With the simulated antenna factor and simulated site insertion loss, the normalized site insertion loss is per Equation (J.3):

$$A_{\text{Ni}} = A_i - F_{\text{aH,T}} - F_{\text{aH,R}} \quad (\text{J.3})$$

where

A_{Ni} is the normalized site insertion loss, in dB(m²/S²);

A_i is the site insertion loss, as per J.3, in dB;

$F_{\text{aH,T}}$ is the magnetic field antenna factor of the transmit antenna, as per J.2, in dB(S/m);

$F_{\text{aH,R}}$ is the magnetic field antenna factor of the receive antenna, as per J.2, in dB(S/m).

Typically, a pair of antennas with the same diameter is used for site validation.

The NSIL is not dependent on the wire diameter. This is proved by variation of the wire radius in the range from 0,001 m to 0,01 m in H_x orientation at 3 m distance for a 60 cm loop antenna; see Figure J.1. The variation is less than 0,02 dB, and can be neglected.

Above 1 MHz, the NSIL is dependent on the diameters of the two loop antennas and on the positioning of their feed points [33]. This can be seen if the loop diameter (15 cm, 30 cm, and 60 cm) and the location of the feed point are modified; see Figure J.3. The feed point is set to a specific location (1) and to its opposite (2); see Figure J.2. Moderate to significant variations can be observed, depending on orientation and frequency. Therefore, the feed point locations of the two antennas used for determining the NSIL values (per J.3) shall be the same as those used in actual site validation measurements.

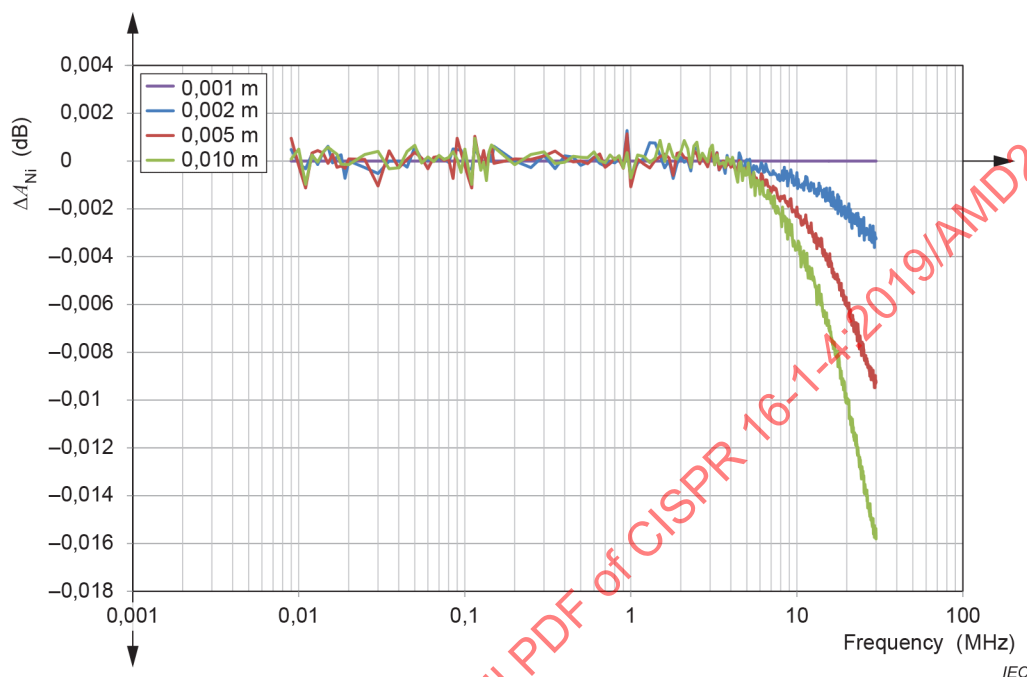
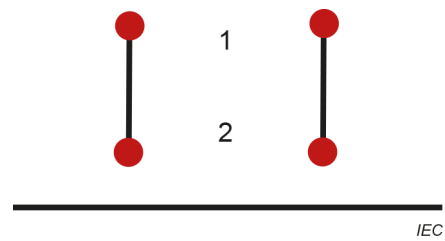
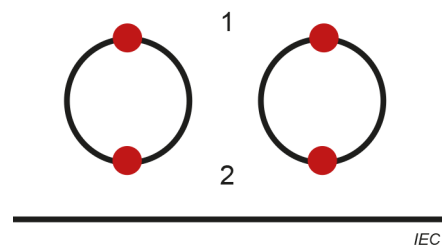


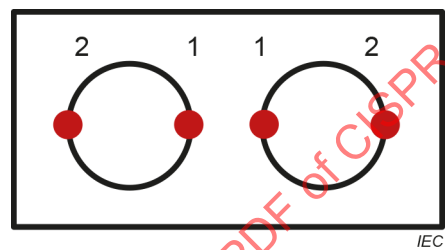
Figure J.1 – Investigation of wire radius, normalized to 0,001 m



a) H_x lateral view

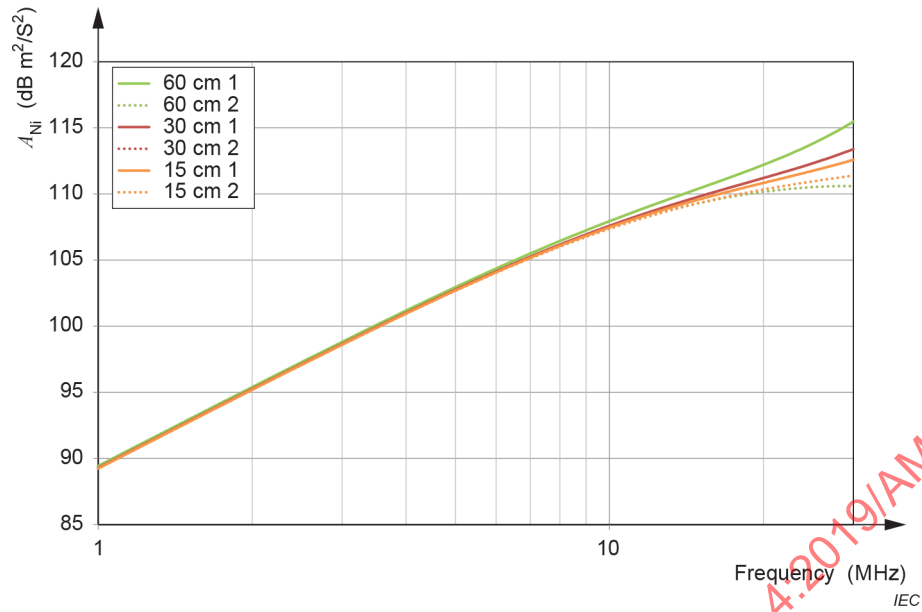


b) H_y lateral view

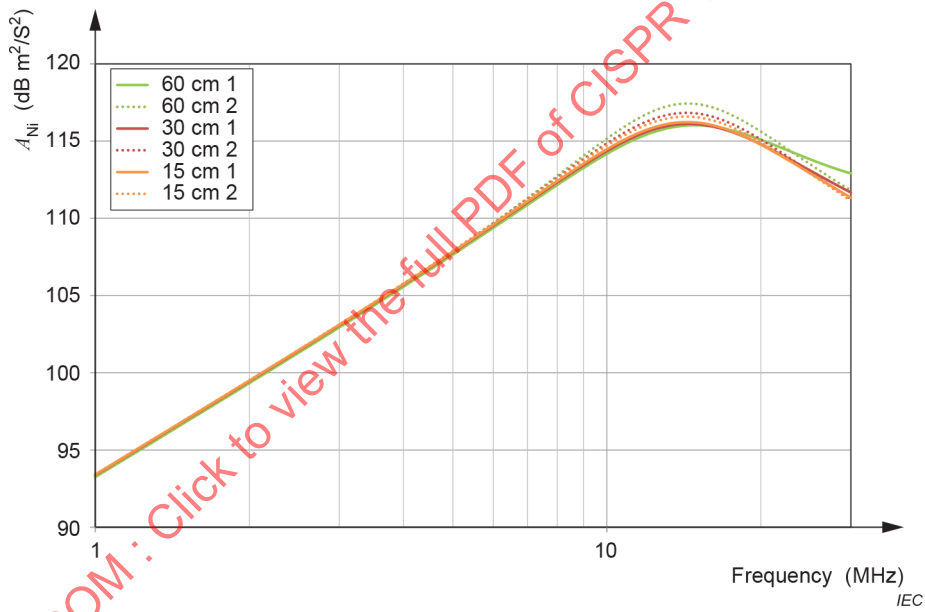


c) H_x top view

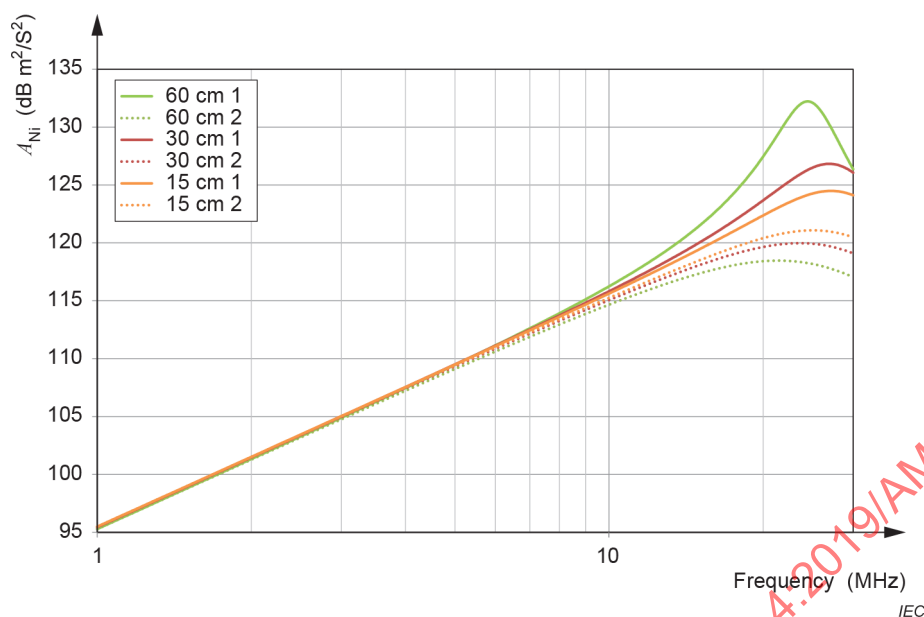
Figure J.2 – Investigation of feed point location (not to scale)



a) H_x



b) H_y



c) H_z

Figure J.3 – Variation of NSIL values for various set-ups, for a distance of 3 m, $h = 1,3$ m

J.5 NSIL tables

A calculation example for a 60 cm loop diameter is given in reduced tabular form; see Table J.1, Table J.2, Table J.3, and Figure J.5. The full tables can be found at the IEC webpage under the documents section of the CISPR/A dashboard by clicking this link: https://www.iec.ch/dyn/www/f?p=103:227:15032641706403:::FSP_ORG_ID,FSP_LANG_ID:1327,25.

These values are valid for the feed point locations given in Figure J.4. For measurements in H_x and H_y the feed point is on the top, for each loop antenna; for H_z , the feed points are on opposite lateral sides.

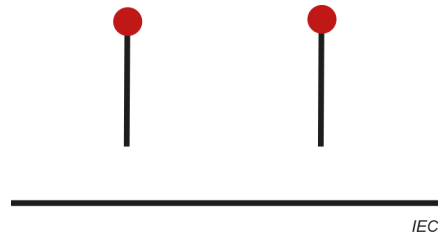
Additional NSIL tables for a circular loop with 50 cm diameter and a 60 cm square loop can be found at the cited IEC webpage.

If other loop diameters or other feed point locations are used, the NSIL values shall be re-calculated. Typically, antenna manufacturers publish NSIL values for their products.

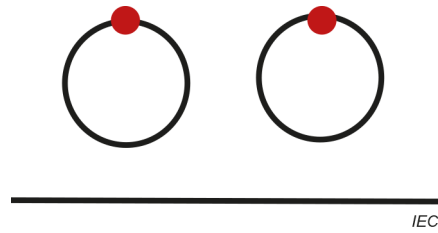
To maintain traceability, the following parameters shall be documented:

- the loop diameter;
- the feed point location;
- the NEC source code;
- the NEC version.

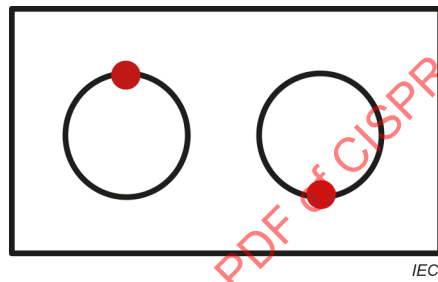
Before using the recalculated NSIL values for a certain set-up, the calculation method and software shall be validated. Therefore, the replication of the results given in Table J.1, Table J.2, and Table J.3 shall be attempted. This validation shall provide differences less than 0,1 dB.



a) H_x lateral view

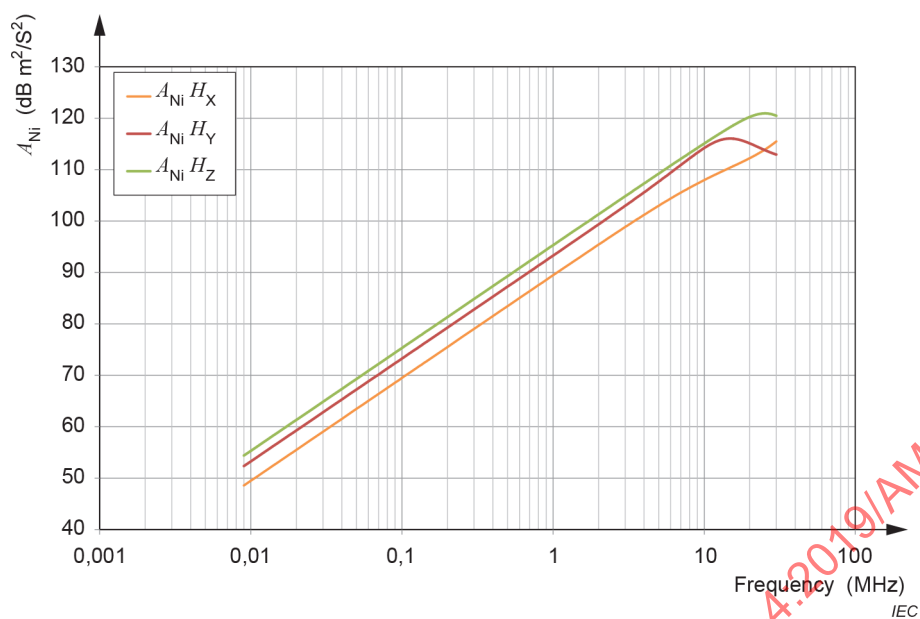


b) H_y lateral view

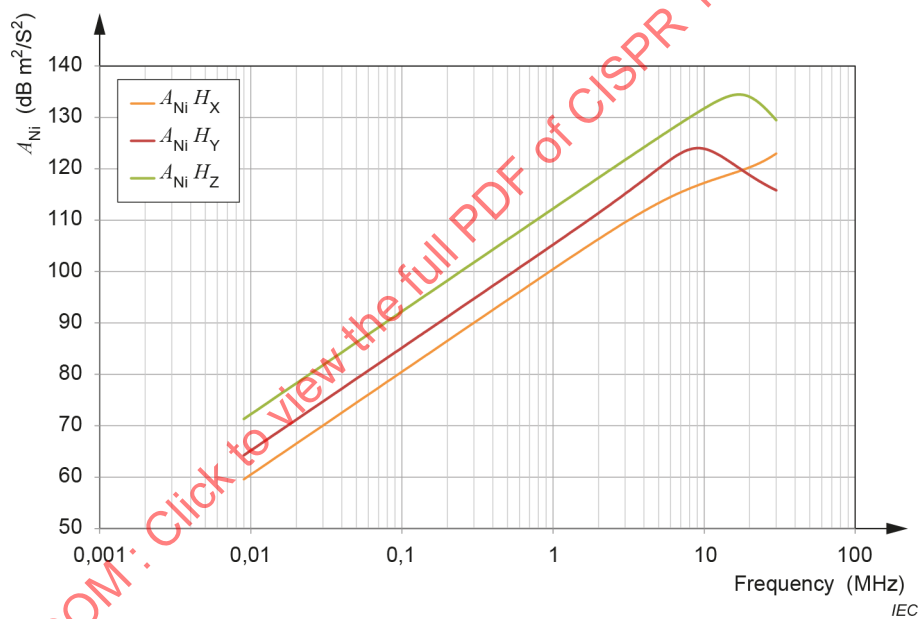


c) H_z top view

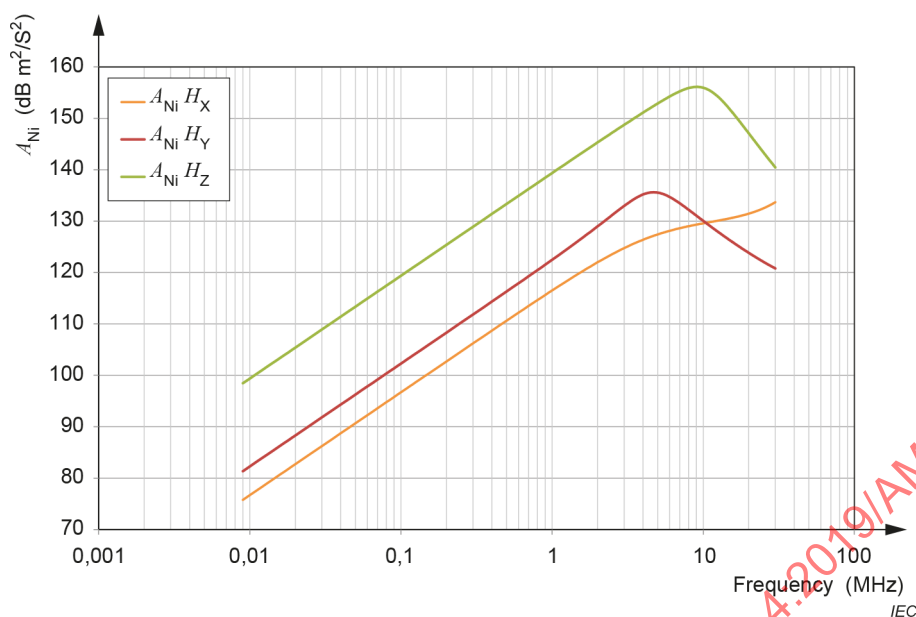
Figure J.4 – Specification of feed point location for tabular values (not to scale)



a) 3 m



b) 5 m



c) 10 m

**Figure J.5 – Calculation examples, loop diameter 60 cm,
feed point location per Figure J.4**

Table J.1 – Calculation examples (loop diameter 60 cm, $d = 3$ m, $h = 1,3$ m)

Frequency MHz	F_{aH} dB(S/m) ^a	$A_i H_x$ dB	$A_i H_y$ dB	$A_i H_z$ dB	$A_{Ni} H_x$ dB(m²/S²)	$A_{Ni} H_y$ dB(m²/S²)	$A_{Ni} H_z$ dB(m²/S²)
0,009	33,98	116,51	120,28	122,33	48,55	52,33	54,38
0,010	33,06	115,59	119,37	121,42	49,47	53,24	55,29
0,1	13,07	95,60	99,37	101,42	69,47	73,24	75,29
1	−6,63	76,20	80,01	82,04	89,45	93,26	95,29
10	−17,67	72,52	78,75	79,63	107,86	114,09	114,97
20	−18,07	75,67	78,55	83,69	111,82	114,70	119,84
30	−18,16	78,26	75,69	83,24	114,58	112,01	119,56

^a The calculations in this table assume two identical loop antennas, for the transmit antenna and the receive antenna, each having an antenna factor as listed in this column.

Table J.2 – Calculation examples (loop diameter 60 cm, $d = 5$ m, $h = 1,3$ m)

Frequency MHz	F_{aH} dB(S/m) ^a	$A_i H_x$ dB	$A_i H_y$ dB	$A_i H_z$ dB	$A_{Ni} H_x$ dB(m²/S²)	$A_{Ni} H_y$ dB(m²/S²)	$A_{Ni} H_z$ dB(m²/S²)
0,009	33,98	127,55	132,22	139,28	59,59	64,26	71,33
0,01	33,06	126,63	131,30	138,37	60,51	65,18	72,24
0,1	13,07	106,64	111,31	118,37	80,51	85,18	92,24
1	−6,63	87,20	91,97	98,99	100,45	105,22	112,24
10	−17,67	81,81	88,46	96,29	117,14	123,80	131,63
20	−18,07	83,73	82,23	97,45	119,88	118,38	133,60
30	−18,16	85,74	78,60	92,24	122,06	114,92	128,57

^a The calculations in this table assume two identical loop antennas, for the transmit antenna and the receive antenna, each having an antenna factor as listed in this column.

Table J.3 – Calculation examples (loop diameter 60 cm, $d = 10$ m, $h = 1,3$ m)

Frequency MHz	F_{aH} dB(S/m) ^a	$A_i H_x$ dB	$A_i H_y$ dB	$A_i H_z$ dB	$A_{Ni} H_x$ dB(m ² /S ²)	$A_{Ni} H_y$ dB(m ² /S ²)	$A_{Ni} H_z$ dB(m ² /S ²)
0,009	33,98	143,74	149,32	166,41	75,78	81,37	98,46
0,01	33,06	142,82	148,41	165,50	76,70	82,28	99,37
0,1	13,07	122,83	128,41	145,50	96,70	102,28	119,37
1	–6,63	103,25	109,22	126,10	116,50	122,47	139,35
10	–17,67	94,14	94,63	120,52	129,47	129,96	155,85
20	–18,07	94,90	87,30	110,55	131,05	123,44	146,70
30	–18,16	96,46	83,58	103,22	132,78	119,90	139,55
^a The calculations in this table assume two identical loop antennas, for the transmit antenna and the receive antenna, each having an antenna factor as listed in this column.							

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of CISPR 16-1-4:2019/AMD2:2023

Annex K (informative)

Recommendations for the design of test sites in the frequency range 9 kHz to 30 MHz

K.1 General

This informative annex gives guidance on the design of test sites. The size of the site as well as the clearance to nearby objects have an impact on the performance. Also, the properties of the ground plane influence the site validation result.

K.2 Dimensions and quality of the ground plane

The ground plane of a test site should be an electrically conductive flat surface. The recommended minimum ground plane dimensions are determined by the smallest rectangular area that encompasses:

- the circular area that extends 1 m beyond the test volume in all directions; and
- the circular area that extends 1 m beyond the measurement antenna, when oriented with the loop plane parallel to the ground plane, and its supporting structure in all directions.

The measurement distance is measured from the periphery of the test volume and the reference point of the receive antenna.

The recommended minimum rectangular area of the ground plane is depicted in Figure K.1.

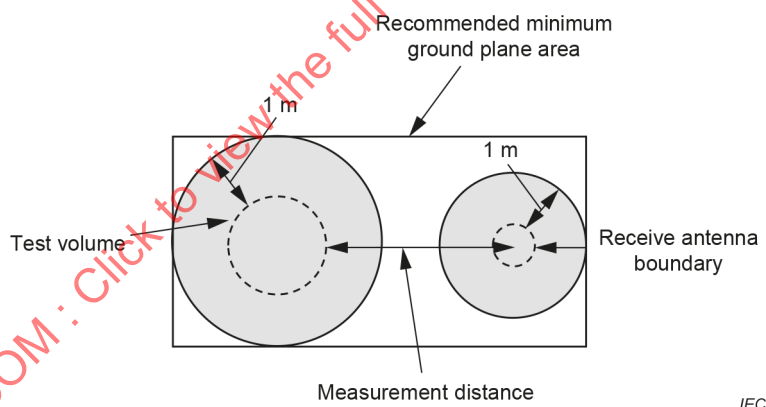


Figure K.1 – Recommended minimum dimensions of the ground plane (top view)

The material requirements for the ground plane are determined by the skin effect. The ground plane thickness should be at least the skin depth at the lowest frequency of use, calculated per Equation (K.1):

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu_r \mu_0 \sigma}} \quad (\text{K.1})$$

where

δ is the skin depth, in m;

σ is the conductivity, in S/m;

ω is the angular frequency, in s^{-1} ;

μ_0 is the permeability of free space, in H/m;

μ_r is the relative permeability, dimensionless.

Example calculations, for some types of materials used in test site ground plane construction, are given in Table K.1.

Table K.1 – Skin depth for some practical materials at 9 kHz

Material	Conductivity S/m	Relative Permeability	Skin depth mm	Minimum ground plane thickness mm
Copper	$5,9 \times 10^7$	1	0,7	0,7
Stainless steel	$1,4 \times 10^6$	1	4,5	4,5
Zinc coated steel	$1,25 \times 10^5$	240	1,0	1,0
Aluminum	$3,7 \times 10^7$	1	0,9	0,9

K.3 Obstruction free area

The obstruction free area is defined by a minimum of 3 m distance around all points situated on the line segment connecting the centre of the test volume with the receive antenna location. For test volumes larger than 4 m in diameter the distance is increased from 3 m to test volume radius plus 1 m.

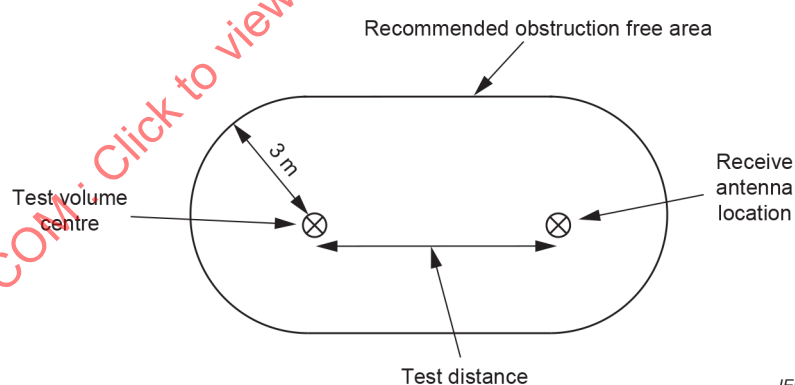


Figure K.2 – Recommended obstruction free area (top view)

K.4 Resonance-free area

Resonant measurement environments should be avoided, because they could adversely affect site validation results and measurement results for actual EUTs. If a large, shielded environment with low loss is used, with at least 3 m clearance from the walls as specified in K.3, then the possibility of resonances should be verified as well.

The different resonant modes in a rectangular shielded room are determined by its dimensions (i.e. the boundary conditions). The frequency in MHz at which a resonant mode occurs for a lossless, rectangular cavity is given by Equation (K.2):

$$f_{l,m,n} = 150 \sqrt{\left(\frac{l}{L}\right)^2 + \left(\frac{m}{W}\right)^2 + \left(\frac{n}{H}\right)^2} \quad (\text{K.2})$$

where

l , m , and n are the mode indices and are equal to 0, 1, ...;

NOTE Only one index can have a value of 0 at one time.

L is the length of the resonant cavity in m;

W is the width of the resonant cavity in m;

H is the height of resonant cavity in m.

For example, if the largest dimension of a rectangular shielded chamber is less than 7 m, then no resonance will occur below 30 MHz.

Large chambers designed for a measurement distance of 10 m, will show resonance between 10 MHz and 30 MHz. If the return loss of the absorbing material including ferrites is too low, sharp resonances can be observed during site validation [34].

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of CISPR 16-1-4:2019/AMD2:2023

Annex L (informative)

Accuracy of NSIL values in the frequency range of 9 kHz to 30 MHz

L.1 General

This annex discusses the accuracy of simulations in Annex J. All numerical methods have some degree of inaccuracy. Also, different code versions lead to slightly different results.

L.2 Cross check of NEC with analytic formulas

Greene [30] calculated the magnetic field in the near-zone of a circular loop antenna for the case of constant current distribution. Inhomogeneous current distribution can be neglected for frequencies below 1 MHz. Fujii et al. [29] derived the SIL between two circular loop antennas by using Greene's result [30] and the induction law.

$$A_i = F_{aH,T} + F_{aH,R} + 45,9 + 20 \lg f_{\text{MHz}} - 20 \lg K \quad (\text{L.1})$$

$$K \approx \frac{\sqrt{1 + (\beta R_0)^2}}{2\pi R_0^3} \left\{ 1 + \frac{15}{8} \left(\frac{r_T r_R}{R_0^2} \right)^2 + \frac{315}{64} \left(\frac{r_T r_R}{R_0^2} \right)^4 \right\}$$

$$R_0 = \sqrt{d^2 + r_T^2 + r_R^2}$$

where

A_i is the site insertion loss, in dB;

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

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

f_{MHz} is the frequency in MHz;

K is the Greene's approximation for a circular antenna pair, in dB(m⁻³);

β is the wave number ($= 2\pi/\lambda$) in m⁻¹;

R_0 is the geometry specific distance, in m;

d is the distance between the antenna reference points, in m;

r_T is the radius of the transmit loop, in m;

r_R is the radius of the receive loop, in m.

This analytical derivation gives the possibility to validate NSIL values calculated by NEC. This can be done by comparing NSIL values in free space calculated as per Equation (L.2) and those calculated as per Equation (L.3).

- analytical derivation

$$A_{\text{Ni,analytic}} = 45,9 + 20 \lg f_{\text{MHz}} - 20 \lg K \quad (\text{L.2})$$

- numerical simulation

$$A_{\text{Ni,simulated}} = A_i - F_{\text{aH,T}} - F_{\text{aH,R}} \quad (\text{L.3})$$

If both the transmit antenna and receive antenna have a radius of 30 cm, and using a measurement distance of 3 m, the difference of $A_{\text{Ni,analytic}}$ and $A_{\text{Ni,simulated}}$ is given in Figure L.1.

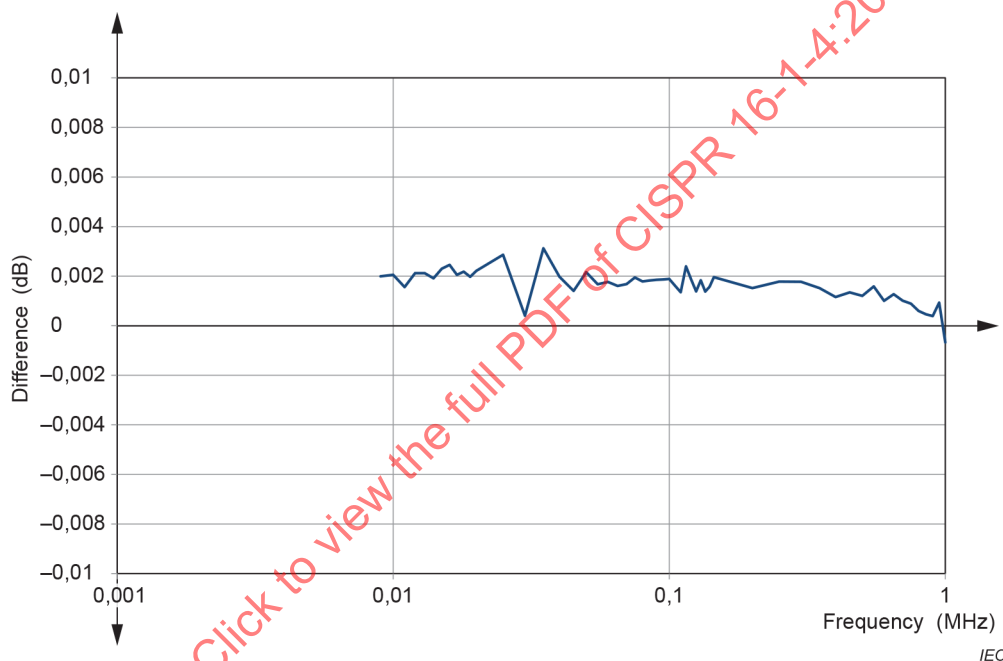


Figure L.1 – Comparison of NSIL values by analytic formulas and computer simulation

L.3 Recommended NEC versions

Several NEC implementations have been verified to deliver accurate results; see Table L.1. Other versions may be used if accuracy is validated; see L.2.

Table L.1 – Recommended NEC implementations

Software	Author	Type	URL
4NEC2	Arie Voors	Free	http://www.qsl.net/4nec2/
NEC2++	Timothy C.A. Molteno	Free	http://nec-archives.pa3kj.com/
NEC2/MP	Athan Papadimitriou	Free	^a
NEC4	Lawrence Livermore National Laboratory	Commercial	https://ipo.llnl.gov/technologies/nec

^a The official website for NEC2/MP (URL: <http://users.otenet.gr/~jmstp/>) is not available recently. However it is available through the web archive (<https://web.archive.org/web/20130502013310/http://users.otenet.gr/~jmstp/>)

L.4 Instabilities at the lower frequency end

Investigations show that SIL values are unstable at the lower frequency for some NEC implementations. The reasons for this are numerical inaccuracies which occur if the segment length relative to wavelength becomes too short.

Table L.2 gives a summary of when instabilities had been observed. This table is valid for 3 m distance, 60 cm loop diameter, and H_z set-up. With other set-ups, different frequency ranges may apply.

Problems with instabilities can be avoided by extrapolation techniques given in L.5 and also by reducing the number of segments as explained in L.6.

Table L.2 – Observed instabilities

Software	Instabilities
4NEC2	< 30 kHz
NEC2++	< 70 kHz
NEC2/MP	< 100 kHz
NEC4	Not observed

L.5 Extrapolation methods to solve instabilities

At the lower frequency end the SIL and the magnetic field antenna factor are dominated by the induction law. Thus, the use of extrapolation is feasible to calculate SIL values and magnetic field antenna factors at frequencies where some NEC code shows instabilities.

Extrapolation can be done by Equation (L.4).

$$A_i(f) = A_i(mf) + 20\lg(m) \quad \text{and} \quad F_{aH}(f) = F_{aH}(mf) + 20\lg(m) \quad (\text{L.4})$$

A typical value for m is 10.

NOTE The given extrapolation method is applicable for loop antennas with a diameter larger than 0,15 m.

L.6 Reducing the number of segments to solve instabilities

At the low frequency end the loop antenna has very uniform current distribution, and the shape of the loop gives negligible differences. Thus, reducing the number of segments for the calculation of the SIL values and magnetic field antenna factors is applicable.

Annex M (informative)

Example calculation for 10 m SACs that do not fulfil the ± 4 dB criterion within 9 kHz to 30 MHz

Measurement uncertainty estimations are given in CISPR 16-4-2 for results obtained using the measurement methods standardized by CISPR 16-2-3.

NOTE 1 However, at time of publication of this document, CISPR 16-4-2 does not include the test case for radiated emission measurements below 30 MHz with the magnetic loop antenna.

If $U_{\text{lab}} > U_{\text{CISPR}}$ then the difference $U_{\text{lab}} - U_{\text{CISPR}}$ is added to the measured field strength, before comparing with the applicable limit for determining EUT compliance.

A value of 5,2 dB is given for U_{CISPR} for magnetic field disturbance measurements, based on Table M.1.

In the uncertainty budget for this value, it is assumed that the test site contribution is ± 4 dB with a triangular distribution.

**Table M.1 – Measurement uncertainty of radiated
disturbance results from 9 kHz to 30 MHz**

Input quantity	X_i	Uncertainty of x_i		$u(x_i)$ dB	c_i	$c_i u(x_i)$ dB
		dB	Probability distribution function			
Contribution 1	?	?	?	?	1	?
Contribution 2	?	?	?	?	1	?
...		...	...	...	...	...
Contribution N	?	?	?	?	1	?
Site imperfection	δA_i	± 4	Triangular	1,63	1	1,63
NOTE Symbols “?” indicate future uncertainty contributions, to be specified by CISPR/A in the maintenance project of CISPR 16-4-2.						

Hence, expanded uncertainty $U(H) = 2u_c(H) = 5,2$ dB.

If ± 4 dB cannot be fulfilled by the test site, U_{lab} will increase as well; see Table M.2.

Table M.2 – Influence of δA_i on U_{lab}

δA_i dB	± 4	± 5	± 6	± 7	± 8	± 9	± 10	± 11	± 12
U_{lab} dB	5,20	5,75	6,35	7,00	7,68	8,39	9,11	9,85	10,60
$U_{\text{lab}} - U_{\text{CISPR}}$ dB	0,00	0,55	1,15	1,8	2,48	3,19	3,91	4,65	5,4

An example of site validation results not complying with the ± 4 dB criterion is given in Figure M.1. The results for H_x as well as for H_y exceed the limit of ± 4 dB in the frequency range above 1 MHz. The result for H_z does not exceed the limit of ± 4 dB in the entire frequency range, so adjustment is not required, for measurements on EUTs with the loop antenna in Z orientation.

NOTE 2 The assumed site validation result is hypothetical only, but is typical.

The results of Figure M.1 are used to calculate U_{lab} for each frequency and each orientation; see Figure M.2. Above 1 MHz, where the results exceed the limit of ± 4 dB, also U_{lab} exceeds the value of U_{CISPR} ; see Table M.2.

The difference between U_{lab} and U_{CISPR} (the correction factor) is shown by Figure M.3. The required correction is frequency dependent, and depends on the orientation of the antenna.

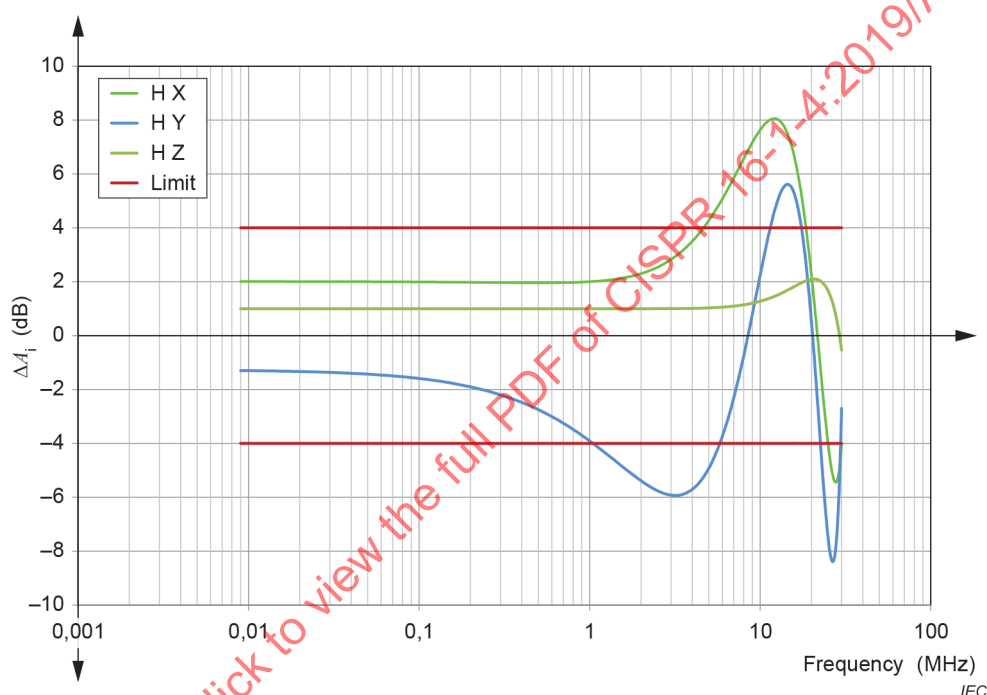


Figure M.1 – Example site validation result

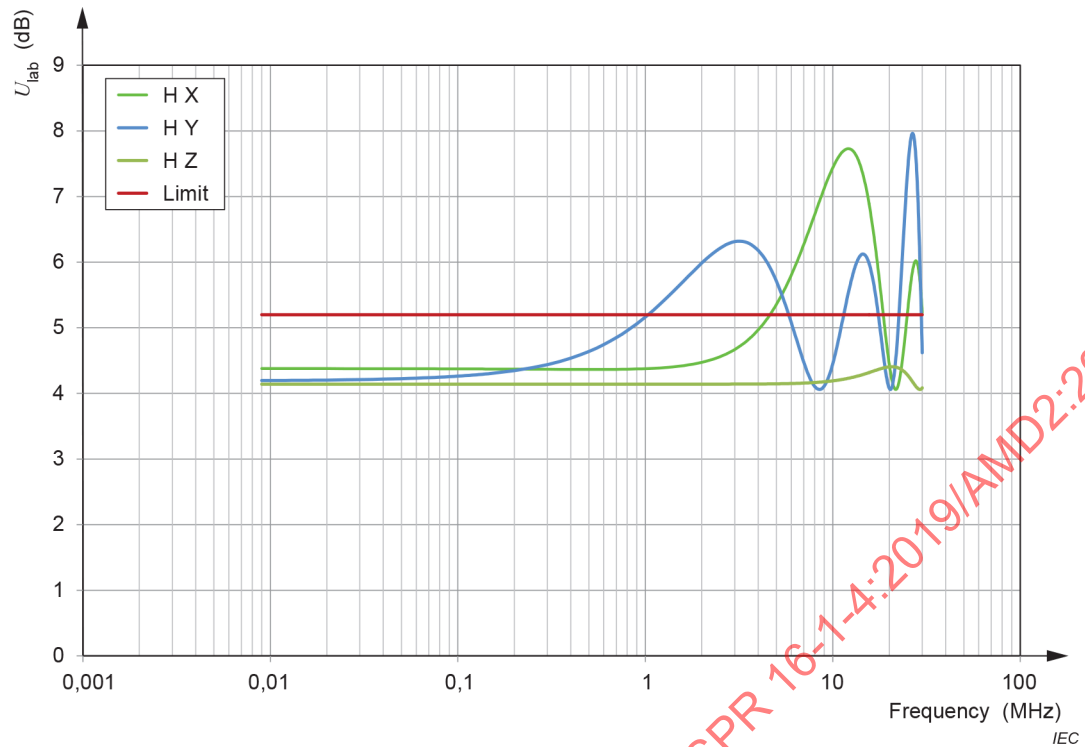


Figure M.2 – U_{lab} calculated from site validation result

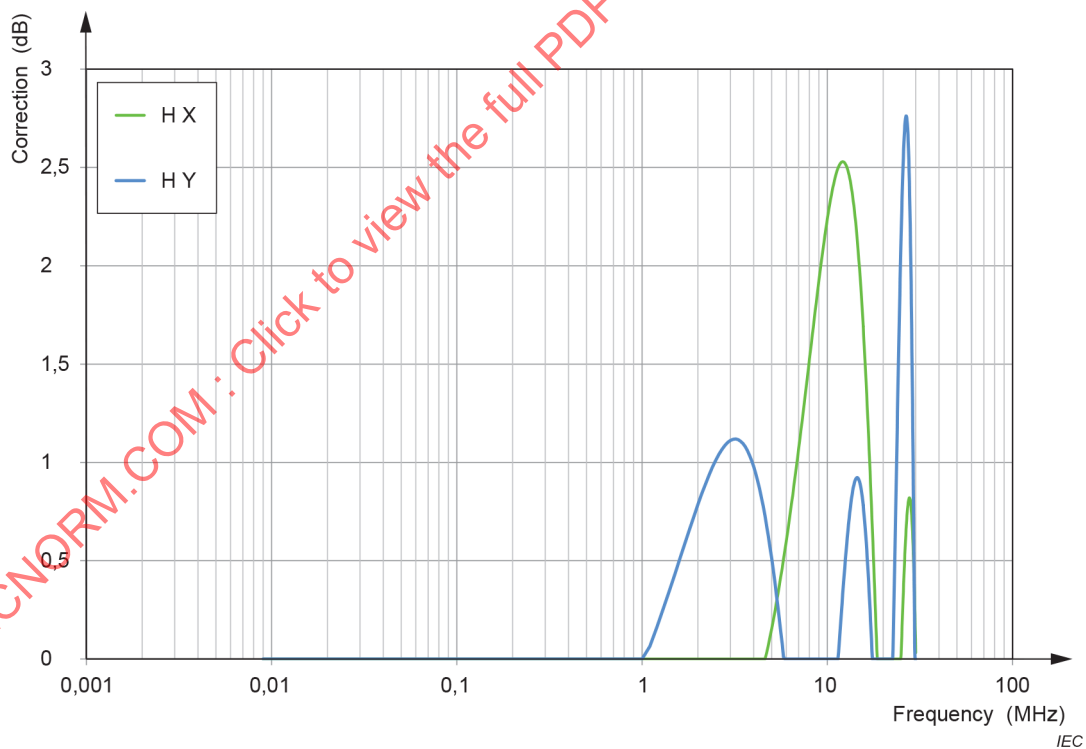


Figure M.3 – Frequency-dependent correction factor

Annex N (normative)

Calibration of the sum of magnetic field antenna factors in the frequency range of 9 kHz to 30 MHz

N.1 General

The NSIL method for the validation of test sites is given in 5.5.2. There the site insertion loss deviation is calculated as shown by Equation (N.1).

$$\Delta A_i = V_{\text{DIRECT}} - V_{\text{SITE}} - (F_{\text{aH,T}} + F_{\text{aH,R}}) - A_{\text{Ni}} \quad (\text{N.1})$$

Inserting parentheses around the antenna factor terms of Equation (27) shows that only the sum of the magnetic field antenna factors $F_{\text{aH,T}}$ and $F_{\text{aH,R}}$ is required, as per Equation (N.1). This permits use of a modified antenna calibration method, rather than the methods of CISPR 16-1-6. Calibrating both loop antennas as a pair has the advantage of potentially reducing the measurement uncertainty of the site validation measurement results.

The method is not intended for the calibration of a magnetic field antenna factor used for radiated disturbance measurements. Methods for the calibration of magnetic field antenna factors are given in CISPR 16-1-6.

N.2 Calibration procedure

If only one SIL measurement (see Figure N.1) between the two antennas is performed, Equation (N.1) is reduced to Equation (N.2):

$$F_{\text{aH,T}} + F_{\text{aH,R}} = A_i - A_{\text{Ni}} \quad (\text{N.2})$$

where

A_i is the SIL between the antennas; when measured using a network analyzer, the site insertion loss is given by:

$$A_i = -20 \lg |S_{21}| \quad \text{in dB};$$

A_{Ni} is the normalized site insertion loss in dB(m²/S²).

The antennas are set up in H_x orientation. The NSIL shall be derived with NEC; see Annex J. In the simulation the shape of the antenna, the size, and the feed point location shall be taken into account.

NOTE For non-circular loop antennas, this method shows a difference compared to the RSM method for the H_z orientation. The difference is equal to the electric field sensitivity in free space, and it can be corrected. This property can be estimated by numerical simulation; see J.2. It is the difference in the magnetic field antenna factor if the antenna is rotated around the Y-axis by 90° [32].

The distance between the antennas shall be between 0,3 m and 1 m. It is easy to maintain a sufficient signal to noise ratio in this distance range, and the influence of nearby objects is small.

The height above ground shall be at least 1,3 m. The ground plane shall be included in the NEC calculation of the NSIL.

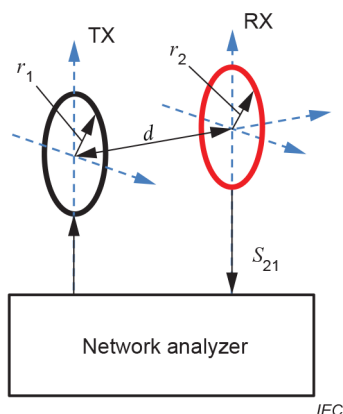


Figure N.1 – Antenna arrangement for the sum of antenna factors method

N.3 Measurement uncertainties

The measurand ($F_{aH,T} + F_{aH,R}$) is calculated per Equation (N.3), with the symbols described in Table N.1:

$$F_{\text{aH.T}} + F_{\text{aH.R}} = V_{\text{DIRECT}} - V_{\text{SITE}} - A_{\text{Ni}} + \delta V_{\text{M1}} + \delta V_{\text{M2}} + \delta V_{\text{M3}} + \delta V_{\text{I}} + \delta V_{\text{Pos}} \quad (\text{N.3})$$

Table N.1 – Example of an uncertainty budget for sum of antenna factors method

Input quantity	X_i	Uncertainty of x_i		$u(x_i)$	c_i	$ c_i u(x_i) $
		dB	Probability distribution function	dB		dB
VNA reading ¹	V_{DIRECT}	±0,01	Rectangular	0,006	1	0,006
VNA reading ²	V_{SITE}	±0,15	Rectangular	0,087	-1	0,09
NSIL values ³	A_{Ni}	±0,1	Normal ($k=2$)	0,05	-1	0,05
Mismatch: ⁴						
Port1 – Port2	δV_{M1}	±0,15	U-shaped	0,11	1	0,11
Port1 – Tx antenna	δV_{M2}	-0,28/+0,29	U-shaped	0,2	1	0,25
RX antenna – Port 2	δV_{M3}	±0,16	U-shaped	0,11	1	0,13
Site imperfection ⁵	δV_i	±0,1	Normal ($k = 2$)	0,05	1	0,05
Antenna positioning ⁶	δV_{Pos}	±0,21	Normal ($k = 1$)	0,21	1	0,21

Superscripts refer to the numbered NOTES of N.3.

Hence: $2u_c(F_{aH,T} + F_{aH,R}) = 0,6 \text{ dB}$.

NOTE 1 The uncertainty contribution from V_{DIRECT} is based on the specified trace noise and the influence of the noise floor given by the VNA manufacturer. Typically, the influence of the nonlinearity can be neglected. If this assumption is not valid, another contribution is taken into account based on the specification of the VNA manufacturer.

NOTE 2 For V_{SITE} , when a signal with a low magnitude is measured, the main influence is the noise. The value of the noise depends on the SNR. Due to the close vicinity of the antennas, the noise is not very critical.

NOTE 3 Further information on the accuracy of NSIL values A_{Ni} is given in Annex L.

NOTE 4 The assumption for the mismatch is a VNA return loss of 15 dB, a transmit antenna VSWR of 3:1, and a receive antenna VSWR of 1,5:1. 10 dB attenuators with a VSWR of 1,1:1 are used on the transmit antenna and the receive antenna.

NOTE 5 Due to the small distance between the antennas the contribution of site imperfection is small. Further information can be found in 5.2.3.2 of CISPR 16-1-6:2014/AMD2:2022.

NOTE 6 Combined influence of antenna size inaccuracy, and lateral and angular misalignment. The value is calculated using the Monte Carlo Method; see Annex J of CISPR 16-1-6:2014/AMD2:2022.

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of CISPR 16-1-4:2019/AMD2:2023

Bibliography

Add, after the existing reference [24], added by Amendment 1, the following new references:

- [25] Trautnitz, F.-W., Riedelsheimer, J., Erstellung eines Validierungsverfahrens für EMV Messplätze im Frequenzbereich von 9 kHz bis 30 MHz mit Magnetfeldantennen, *Internationale Fachmesse und Kongress für Elektromagnetische Verträglichkeit*, Düsseldorf, 11.-13.03.2014, e-emv.com, VDE Verlag GmbH
- [26] Kriz, A., Saturation of active loop antennas, *Electromagnetic Compatibility (EMC), 2016 IEEE International Symposium on*, 25-29 July 2016, IEEE
- [27] Voors, A., *NEC based antenna modeler and optimizer 4NEC2*, Version 5.8.16, <http://www.qsl.net/4nec2/>
- [28] Smith, A.A., German, R.F., Pate, J.B., Calculation of Site Attenuation from Antenna Factors, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. EMC-24, no. 3, Aug. 1982
- [29] FUJII, K., Sakai, K., Sugiyama, T., Sebata, K., and Nishiyama, I., Calibration of Loop Antennas for EMI Measurements in the Frequency Range Below 30 MHz, *Journal of the National Institute of Information and Communications Technology*, vol. 63, no. 1, Dec. 2016, p. 71-81
- [30] GREENE, F.M., The near-zone magnetic field of a small circular-loop antenna, *Journal of Research of the National Bureau of Standards – C. Engineering and Instrumentation*, Oct.-Dec. 1967, vol. 71C, no. 4, p. 319-326 (<https://www.nist.gov/nist-research-library/journal-research-volume-71c>)
- [31] Kriz, A., Ground loops during site validation of anechoic rooms below 30 MHz, *Electromagnetic Compatibility (EMC), 2018 IEEE International Symposium*, 30 July – 3 August 2018, IEEE
- [32] FUJII, K., Basic characteristics of magnetic field antenna factor of loop antennas for EMI measurements, *IEICE Communications Express*, vol.11, no. 10, p.643-648, Oct. 2022
- [33] FUJII, K., Effects of feed gap arrangements of loop antennas on site validation for EMI measurements below 30 MHz, *IEICE Communications Express*, vol.11, no.11, Nov. 2022, p.721-726
- [34] ISHII, M., YOSHIDA, H., DANJO, Y., KUROKAWA, S., FUJII, K., A Study on Characteristics of Semi-anechoic Chambers below 30 MHz, *IEEE 2014 International Symposium on EMC – EMC Europe*, Sep. 2014, p.934-939

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of CISPR 16-1-4:2019/AMD2:2023

COMMISSION ÉLECTROTECHNIQUE INTERNATIONALE

**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****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 du présent document 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 de la CISPR 16-1-4:2019 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/1389/FDIS	CIS/A/1393/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/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 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.

2 Références normatives

Remplacer les références existantes à la CISPR 16-1-1, à la CISPR 16-1-6 et à la CISPR 16-2-3 par ce qui suit:

CISPR 16-1-1:2019, *Spécifications des méthodes et des appareils de mesure des perturbations radioélectriques et de l'immunité aux perturbations radioélectriques – Partie 1-1: Appareils de mesure des perturbations radioélectriques et de l'immunité aux perturbations radioélectriques – Appareils de mesure*

CISPR 16-1-6:2014, *Spécifications des méthodes et des appareils de mesure des perturbations radioélectriques et de l'immunité aux perturbations radioélectriques – Partie 1-6: Appareils de mesure des perturbations radioélectriques et de l'immunité aux perturbations radioélectriques – Étalonnage des antennes CEM*
CISPR 16-1-6:2014/AMD1:2017
CISPR 16-1-6:2014/AMD2:2022

CISPR 16-2-3:2016, *Spécifications des méthodes et des appareils de mesure des perturbations radioélectriques et de l'immunité aux perturbations radioélectriques – Partie 2-3: Méthodes de mesure des perturbations et de l'immunité – Mesurages des perturbations rayonnées*
CISPR 16-2-3:2016/AMD1:2019
CISPR 16-2-3:2016/AMD2:20—

Ajouter les nouvelles références:

IEC 61000-4-20, *Compatibilité électromagnétique (CEM) – Partie 4-20: Techniques d'essai et de mesure – Essais d'émission et d'immunité dans les guides d'onde TEM*

IEC 61000-4-21, *Compatibilité électromagnétique (CEM) – Partie 4-21: Techniques d'essai et de mesure – Méthodes d'essai en chambre réverbérante*

3.1.3

affaiblissement de site de référence avec une paire d'antennes

Remplacer le terme et la définition existants par le nouveau terme suivant et sa définition:

3.1.3

affaiblissement de site de référence avec une paire d'antennes

A_{APR}

affaiblissement de site de 30 MHz à 1 GHz qui correspond aux polarisations verticale et horizontale, obtenu avec une paire d'antennes séparées par une distance spécifiée sur un emplacement d'essai en espace libre idéal, une antenne se trouvant à une hauteur fixe spécifiée au-dessus du plan de sol et l'autre antenne balayant une plage de hauteur spécifiée où la perte d'insertion minimale est enregistrée

Note 1 à l'article: Tandis que la valeur A_{APR} idéale repose sur un emplacement idéal, la valeur A_{APR} réelle est également mesurée à un REFTS (voir 6.6.3), ou à un OATS de grande taille (voir 6.6.4), et les valeurs mesurées sont utilisées comme référence pour comparer les résultats de mesure d'affaiblissement de site correspondants à un COMTS ainsi que pour déterminer l'aptitude d'un OATS à être utilisé dans le cadre de la méthode de site de référence (RSM, *Reference Site Method*).

Note 2 à l'article: A_{APR} étant défini à partir d'un OATS idéal, la différence entre l'OATS réel et un OATS idéal est traitée comme une contribution aux incertitudes.

3.1.13

emplacement d'essai en espace libre idéal

Remplacer la note à l'article existante par la nouvelle note à l'article suivante:

Note 1 à l'article: Un OATS idéal est un concept théorique qui est utilisé dans la définition des mesurandes A_{APR} , A_{LPR} , et dans le calcul de l'affaiblissement normalisé A_N et de la perte d'insertion normalisée Ani_{Ni} des sites à plan de sol.

3.1.26

perte d'insertion de l'emplacement

Ajouter, après la définition, la nouvelle note à l'article suivante:

Note 1 à l'article: Pour les antennes-cadres, les positions de leurs points d'alimentation doivent être celles spécifiées dans le présent document.

Après le terme et la définition 3.1.29 existants, ajouter les deux nouveaux termes et définitions suivants:

3.1.30

perte d'insertion de l'emplacement de référence avec une paire d'antennes

A_{LPR}

perte d'insertion de l'emplacement de 9 kHz à 30 MHz pour trois orientations avec une paire d'antennes séparées par une distance spécifiée à un emplacement d'essai en espace libre idéal, les deux antennes se trouvant à une hauteur fixe spécifiée au-dessus du plan de sol, et avec des positions spécifiées des points d'alimentation

Note 1 à l'article: Alors qu'une perte idéale A_{LPR} est basée sur un emplacement idéal, A_{LPR} est mesuré à un REFTS (voir 5.5.3) et les résultats de mesure sont utilisés comme référence afin de comparer les résultats de mesure de perte d'insertion de l'emplacement correspondant à un emplacement d'essai de conformité (COMTS) pour évaluer les performances de ce COMTS.

Note 2 à l'article: A_{LPR} étant défini à partir d'un OATS idéal, la différence entre l'OATS réel et un OATS idéal est traitée comme une contribution aux incertitudes.

3.1.31

point d'alimentation (d'une antenne-cadre blindée)

position de la fente dans le blindage de l'antenne-cadre

Note 1 à l'article: Le point d'alimentation d'une antenne-cadre blindée joue un rôle important pour assurer un montage correct. La position du point d'alimentation a une influence sur la perte d'insertion de l'emplacement entre deux antennes à champ magnétique [33].

Note 2 à l'article: Pour la simulation à l'aide du NEC [27], la source de l'antenne d'émission et la charge de l'antenne de réception sont placées à cet endroit.

3.2 Abréviations

Ajouter les nouvelles abréviations suivantes à la liste existante:

DANL (Displayed Average Noise Level)	niveau de bruit moyen affiché
NSIL (Normalized Site Insertion Loss)	perte d'insertion normalisée de l'emplacement

4.3.2 Antenne à champ magnétique

Remplacer le paragraphe existant par les nouveaux paragraphes et la nouvelle figure suivants:

4.3.2 Antenne à champ magnétique

4.3.2.1 Généralités

Une antenne-cadre blindée de dimensions telles que l'antenne-cadre puisse s'inscrire entièrement dans un carré de 60 cm de côté doit être utilisée. Le blindage, à l'exception de l'unité électronique comprenant les éléments de montage mécanique et les câbles raccordés, doit être pris en compte lors de l'application du critère de taille; voir Figure 34.

Pour la validation des emplacements conformément au 5.5, l'antenne-cadre ne doit présenter qu'une seule spire.

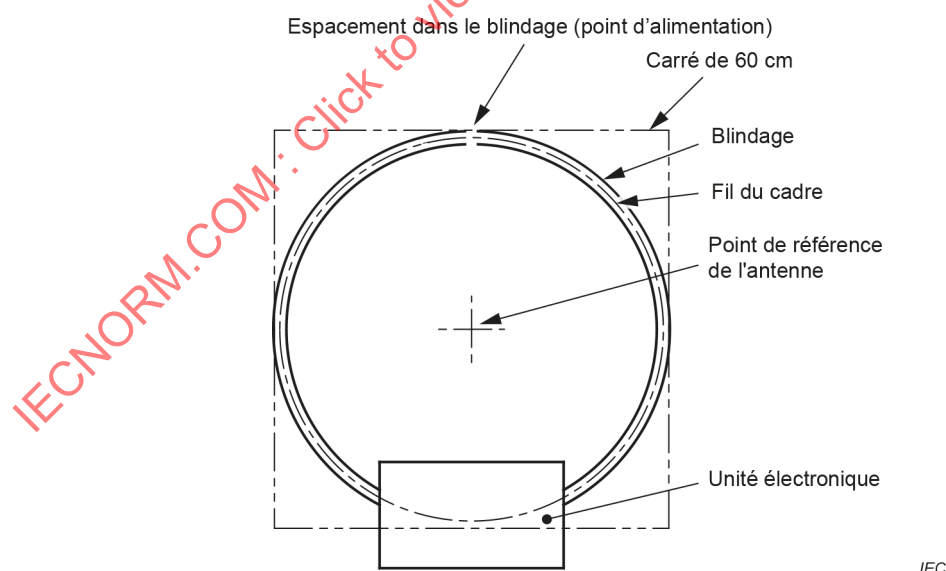
NOTE 1 La dérivation des valeurs de NSIL décrite à l'Annexe J est moins compliquée et plus exacte pour les cadres à une seule spire.

L'unité d'intensité de champ magnétique est le $\mu\text{A/m}$. En unités logarithmiques, H est exprimé en dB ($\mu\text{A/m}$), soit 20 fois le logarithme de l'intensité de champ mesurée. La limite de perturbation associée doit être exprimée dans les mêmes unités.

NOTE 2 Des mesures directes de la composante de champ magnétique rayonné, en dB ($\mu\text{A/m}$) ou en $\mu\text{A/m}$, peuvent être effectuées dans toutes les conditions, c'est-à-dire en champ proche ou en champ lointain [32].

Le point de référence de l'antenne-cadre blindée est spécifié comme étant le point central du cercle ou du rectangle formé par le cadre, sans tenir compte des symétriseurs raccordés ou des éléments de montage mécanique.

L'antenne à champ magnétique doit être étalonnée conformément à la CISPR 16-1-6 pour déterminer le facteur d'antenne à champ magnétique. Le facteur d'antenne à champ magnétique est exigé pour la validation des emplacements conformément au 5.5, ainsi que pour les mesures des perturbations rayonnées conformément à la CISPR 16-2-3.



NOTE Cet exemple représente l'antenne-cadre circulaire de diamètre maximal qui satisfait encore au critère de taille.

Figure 34 – Exemple d'antenne-cadre de taille adaptée

4.3.2.2 Considérations relatives aux antennes actives

En principe, une antenne active peut être considérée comme une antenne passive avec un préamplificateur. L'Annexe J de la CISPR 16-1-1:2019 décrit les problèmes qui peuvent survenir lorsque des préamplificateurs sont utilisés. Une plage dynamique plus étendue est exigée, en particulier lors du mesurage de signaux pulsés.

En cas d'utilisation d'antennes actives, il est recommandé d'utiliser les types équipés d'un indicateur de surcharge. Dans ce cas, l'indicateur doit être observé de manière à détecter toute situation de surcharge et à prendre des mesures pour la corriger.

Sinon, la tension de sortie de l'antenne doit être vérifiée simultanément à l'aide d'un oscilloscope, en utilisant un connecteur en T pour diviser le câble de réception. Ce connecteur en T doit être raccordé directement à l'entrée d'un oscilloscope et la deuxième sortie au récepteur par l'intermédiaire d'un câble. L'oscilloscope doit être réglé sur une impédance d'entrée élevée afin de réduire le plus possible toute influence sur le résultat de mesure. Le point de déclenchement de l'oscilloscope doit être réglé sur une tension correspondant au point de compression de 1 dB de l'antenne active. La mesure est par hypothèse admise comme étant valide si aucun événement déclencheur ne se produit pendant toute la durée de mesure.

NOTE L'influence de l'impédance d'entrée de l'oscilloscope sur le résultat de mesure est négligeable. Pour 1 MΩ en parallèle avec 20 pF, l'erreur est inférieure à 0,04 dB.

Un répartiteur de puissance résistif peut être utilisé à la place d'un connecteur en T. Dans ce cas, l'impédance d'entrée de l'oscilloscope doit être réglée sur 50 Ω. Le bruit de fond du système peut être augmenté en insérant une perte de 6 dB entre l'antenne et le récepteur. La perte à travers le répartiteur de puissance doit être prise en compte lors de la détermination du niveau de champ magnétique mesuré (c'est-à-dire additionnée au niveau mesuré par le récepteur).

L'intensité de champ mesurable la plus élevée est généralement indiquée dans la fiche technique de l'antenne, qui doit être vérifiée afin de s'assurer de sa validité pour l'ensemble de la plage de fréquences de mesure.

Le rapport entre la valeur de crête de l'intensité de champ et la puissance de la fréquence fondamentale dépend du type de perturbation. Pour les signaux à modulation de largeur d'impulsion en particulier, cette valeur peut atteindre 30 dB ou plus; voir [26]. La valeur de crête d'un signal de perturbation doit être prise en compte dans l'étude de la surcharge.

L'utilisation d'une antenne active peut ne pas être nécessaire à des distances de mesure de 3 m ou 5 m. Les antennes passives peuvent être adaptées pour fournir un rapport signal sur bruit suffisant.

5 Emplacements d'essai pour la mesure du champ radioélectrique perturbateur dans la plage de fréquences de 9 kHz à 30 MHz

Remplacer le texte existant de cet article "(Vide)" par le nouveau texte suivant:

5.1 Généralités

L'environnement doit assurer des résultats de mesure valides et reproductibles du champ perturbateur produit par un EUT. Les dispositions du présent article ne s'appliquent qu'aux mesures des EUT sur leur lieu d'utilisation (dans ce cas, voir par exemple les procédures de mesure in situ de la CISPR 16-2-3).

Dans la plage de fréquences au-dessous de 30 MHz, un environnement en espace semi-libre est exigé. Cet environnement doit être un OATS, un OATS avec enceinte de protection contre les intempéries ou une SAC.

5.2 Environnement radiofréquence ambiant d'un emplacement d'essai

L'emplacement d'essai doit permettre de distinguer les perturbations émises par un EUT du bruit ambiant. Son adéquation à cet égard peut être déterminée en mesurant les niveaux de bruit ambiant lorsque l'EUT ne fonctionne pas, et en veillant à ce que les niveaux de bruit ambiant soient inférieurs d'au moins 6 dB aux limites applicables à la mesure en cours.

Il n'est pas nécessaire de ramener le niveau de bruit ambiant à 6 dB au-dessous de la limite spécifiée lorsque la combinaison du bruit ambiant et de la perturbation émise par l'EUT ne dépasse pas la limite spécifiée. Dans ces conditions, l'EUT est considéré comme conforme à la limite spécifiée.

5.3 Distance de mesure et volume d'essai

L'emplacement de l'essai doit être validé aux distances de mesure utilisées pour les mesures des perturbations selon les méthodes de la CISPR 16-2-3:2016/AMD2:20— . La distance de mesure doit être de 3 m, 5 m ou 10 m.

NOTE Conformément à la CISPR 16-2-3, les mesures réalisées à 30 m de distance sont considérées comme des mesures in situ.

Le volume d'essai est déterminé par les emplacements de l'antenne d'émission utilisés lors de la validation des emplacements d'essai, lorsque l'emplacement remplit les critères du 5.5.4. La taille maximale de l'EUT ne doit pas dépasser le volume d'essai validé (le volume d'essai est également limité par le Tableau 10 de la CISPR 16-2-3:2016/AMD1:2019).

5.4 Table d'essai et positionneur d'antenne

La forme et la construction de la table d'essai et le positionneur d'antenne pour l'antenne de réception ne sont pas déterminants dans la plage de fréquences au-dessous de 30 MHz, à condition qu'un matériau non conducteur soit utilisé. Dans ce cas, l'influence de la table d'essai et du positionneur d'antenne ne doit pas être évaluée.

5.5 Procédure de validation de l'emplacement d'essai

5.5.1 Généralités

Pour un OATS, un OATS avec enceinte de protection contre les intempéries ou une SAC, une mesure unique de la perte d'insertion de l'emplacement est insuffisante pour déterminer les réflexions possibles dues aux bords du plan de sol, aux matériaux de construction et/ou aux matériaux absorbants RF constituant les parois et le plafond de l'installation. L'évaluation des orientations d'antenne H_x , H_y et H_z (représentées à la Figure 35) exige 15 mesures de SIL distinctes, soit cinq positions pour chacune des trois orientations des antennes-cadres [25].

Des antennes-cadres conformes aux exigences du 4.3.2 doivent être utilisées pour ces mesures. Les distances sont mesurées par rapport aux points de référence des antennes. Les hauteurs de mesure de l'antenne d'émission et de l'antenne de réception sont fixées à 1,3 m du plan de sol aux points de référence des antennes-cadres. Le balayage de la hauteur n'est exigé pour aucune antenne. Le point de référence de l'antenne d'émission doit être placé aux positions exigées tour à tour: au centre et en quatre endroits (à gauche, à droite, à l'avant et à l'arrière) sur le périmètre du volume d'essai à valider, conformément à la Figure 36 et à la Figure 37.

Pour chaque mesure effectuée avec un analyseur de spectre ou un analyseur de réseau, la procédure exige deux mesures différentes de la tension reçue V_R . La première valeur de V_R est mesurée avec les deux câbles coaxiaux déconnectés des deux antennes-cadres et connectés l'un à l'autre par l'intermédiaire d'un adaptateur. La deuxième valeur de V_R est mesurée avec les câbles coaxiaux reconnectés à leurs antennes-cadres respectives. Pour ces deux mesures, la tension de la source de signal V_I reste inchangée. La première valeur de V_R est appelée V_{DIRECT} et la deuxième valeur est appelée V_{SITE} .

Un rapport signal sur bruit acceptable doit être maintenu; toutefois, aucune exigence n'est spécifiée, car le niveau de réception dépend des antennes utilisées, de la puissance d'émission disponible, du niveau de bruit du récepteur et du niveau ambiant. Une valeur de 20 dB est recommandée. Les valeurs obtenues doivent être utilisées dans le bilan d'incertitude indiqué à l'Annexe I.

Des précautions particulières doivent être prises afin d'éviter tout couplage entre le système de réception et le système d'émission. En général, une boucle de masse se forme si les câbles de l'antenne d'émission et de l'antenne de réception sont acheminés à travers le blindage de la chambre à l'aide de connecteurs de cloison normalisés; voir [31]. Il existe plusieurs méthodes possibles pour éviter cette boucle de masse. L'une de ces méthodes consiste à faire fonctionner le générateur de signal à l'intérieur de la chambre blindée, et le récepteur de mesure à l'extérieur de la chambre blindée. Il est également possible d'utiliser un transformateur d'isolement dans le trajet d'émission. Il est recommandé de vérifier la plage dynamique du système avant utilisation. Cette vérification est effectuée en connectant une terminaison à la place de l'antenne d'émission et en enregistrant le niveau de réception. Si une antenne de réception active est utilisée, il convient de l'activer au cours d'un essai de plage dynamique afin de prendre en compte le bruit du préamplificateur.

Si les câbles ont une influence sur le résultat de mesure, ils doivent comporter des noyaux de ferrite. Il est fortement recommandé de placer des ferrites d'une impédance minimale de 50 Ω à 25 MHz tous les 20 cm sur toute la longueur des câbles de l'antenne d'émission et de l'antenne de réception dans le volume d'essai en cours de validation.

Trois orientations différentes des antennes-cadres doivent être mesurées, conformément à la Figure 35. Les mesures doivent être réalisées dans la plage de fréquences de 9 kHz à 30 MHz, avec des pas de fréquence inférieurs ou égaux à ceux spécifiés dans le Tableau 9.

La Figure 36 et la Figure 37 représentent les positions de mesure dans le volume d'essai. Cinq positions doivent être mesurées dans le volume d'essai. La distance de mesure d doit être maintenue constante.

Tableau 9 – Pas de fréquence maximal

Plage de fréquences	Pas maximal
9 kHz à 20 kHz	1 kHz
20 kHz à 150 kHz	5 kHz
150 kHz à 1 MHz	50 kHz
1 MHz à 30 MHz	100 kHz

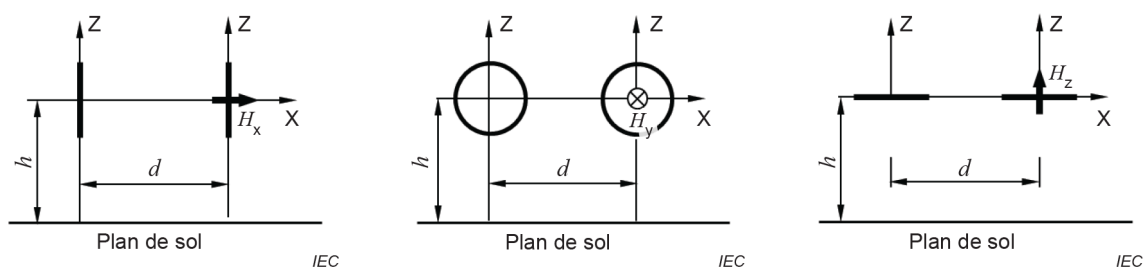
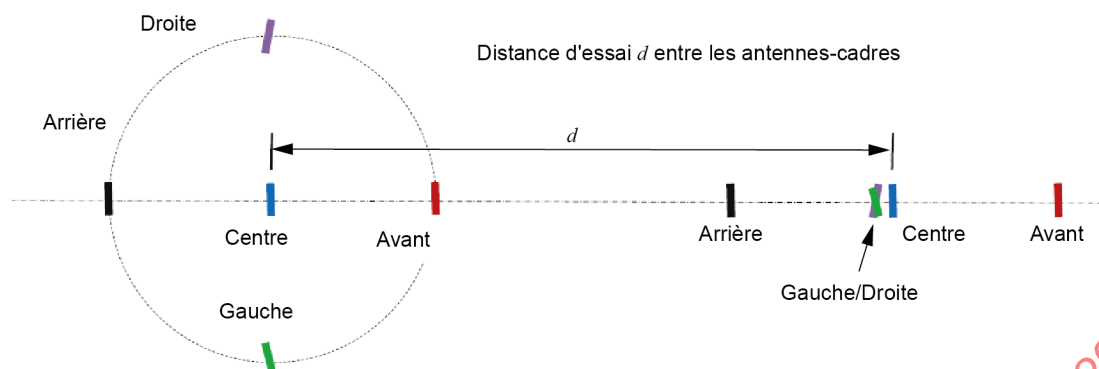
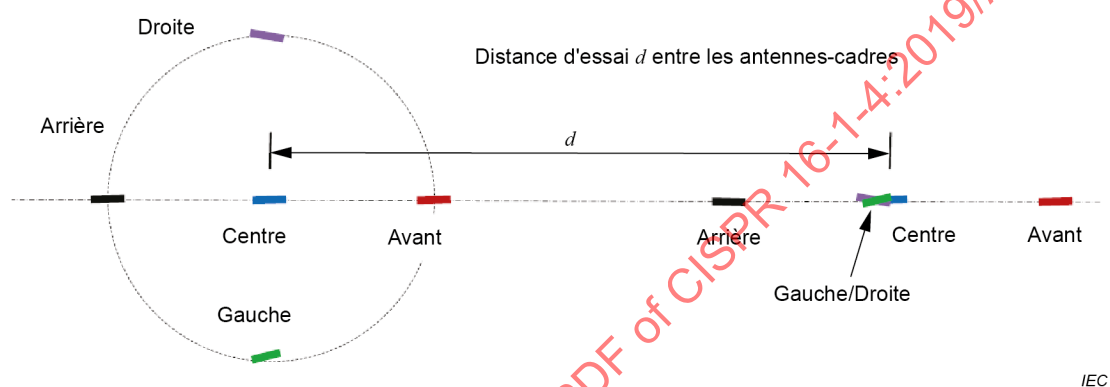


Figure 35 – Disposition générale des trois orientations de mesure H_x , H_y et H_z , où d est la distance de mesure et h est la hauteur du point de référence

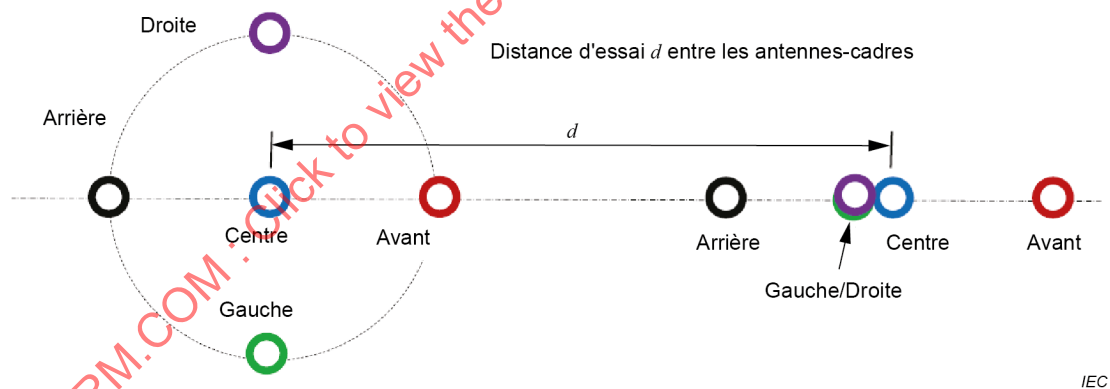
IECNORM.COM : Click to view the full PDF of CISPR 16-1-4:2019/AMD2:2023



a) Mesure de validation H_x avec antennes-cadres



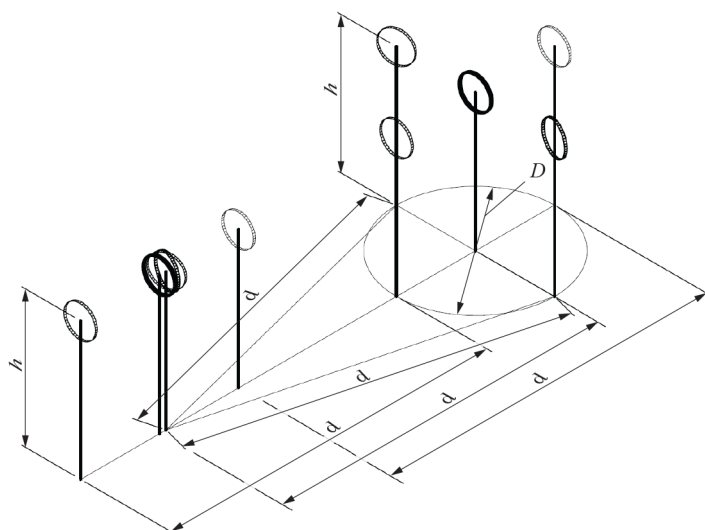
b) Mesure de validation H_y avec antennes-cadres



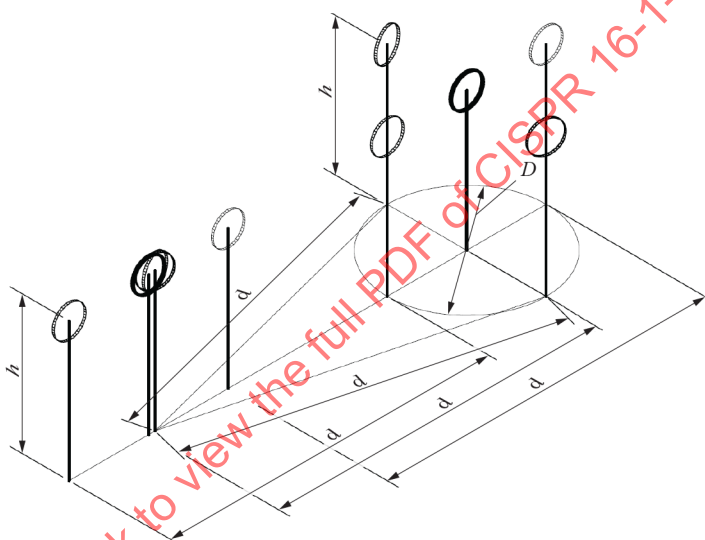
c) Mesure de validation H_z avec antennes-cadres

NOTE Les positions de l'antenne-cadre de réception qui correspondent aux positions de l'antenne d'émission à gauche et à droite, représentées respectivement en vert et en magenta, sont identiques. Ces deux positions sont toutefois représentées avec un léger décalage dans le schéma afin qu'elles soient toutes deux visibles.

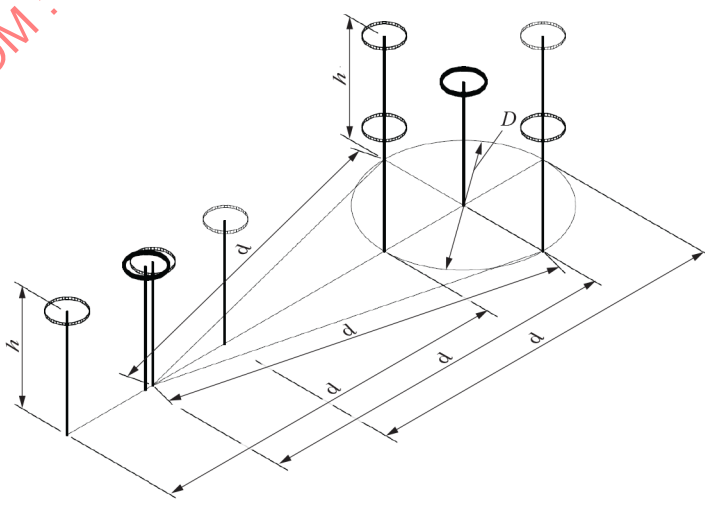
Figure 36 – Positions d'antenne



a) Mesure de validation H_x avec antennes-cadres



b) Mesure de validation H_y avec antennes-cadres



c) Mesure de validation H_z avec antennes-cadres

Figure 37 – Positions d'antenne

5.5.2 Perte d'insertion normalisée de l'emplacement (NSIL)

L'écart de perte d'insertion de l'emplacement est calculé à l'aide de l'Équation (27):

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

où

V_{DIRECT} est le niveau enregistré par le récepteur lorsque les câbles de l'antenne d'émission et de l'antenne de réception sont raccordés par l'intermédiaire d'un adaptateur, en dBm ou dB(μV);

V_{SITE} est le niveau enregistré par le récepteur lorsque les câbles de l'antenne d'émission et de l'antenne de réception sont raccordés aux antennes, en dBm ou dB(μV); la même unité que pour V_{DIRECT} doit être utilisée;

$F_{\text{aH,T}}$ est le facteur d'antenne à champ magnétique de l'antenne d'émission, en dB(S/m);

$F_{\text{aH,R}}$ est le facteur d'antenne à champ magnétique de l'antenne de réception, en dB(S/m);

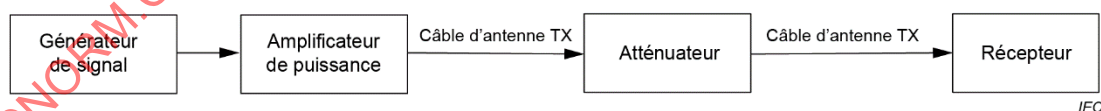
A_{Ni} est la perte d'insertion normalisée de l'emplacement, en dB(m²/S²), calculée conformément à l'Annexe J;

ΔA_i est l'écart de perte d'insertion de l'emplacement, en dB.

$F_{\text{aH,T}}$ et $F_{\text{aH,R}}$ doivent être étalonnés conformément à la CISPR 16-1-6, avec des pas de fréquence inférieurs ou égaux à ceux spécifiés dans le Tableau 9.

En raison de la sensibilité exigée à une distance de mesure de 10 m, l'utilisation d'un amplificateur de puissance d'émission peut être exigée. Pour éviter de surcharger le récepteur en mode de mesure V_{DIRECT} , un atténuateur supplémentaire peut être nécessaire; voir Figure 38. Si cet atténuateur est utilisé pour la mesure V_{DIRECT} , mais pas pour la mesure V_{SITE} , un atténuateur étalonné doit être utilisé, et son affaiblissement a_{ATT} doit être pris en compte, conformément à l'Équation (28).

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



IEC

Figure 38 – Montage d'essai pour V_{DIRECT} avec amplificateur de puissance et atténuateur

5.5.3 Méthode de site de référence

L'écart de perte d'insertion de l'emplacement est calculé à l'aide de l'Équation (29).

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

La référence avec une paire d'antennes A_{LPR} est étalonnée à un REFTS à l'aide de l'Équation (30).

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

Un REFTS adapté doit présenter un écart de perte d'insertion de l'emplacement inférieur à 1 dB pour une distance de mesure de 3 m, et inférieur à 2 dB pour les autres distances de mesure. La conformité à cette exigence doit être démontrée à l'aide de la méthode NSIL indiquée en 5.5.2.

5.5.4 Critère d'acceptation

L'écart de perte d'insertion de l'emplacement ΔA_i , calculé conformément au 5.5.2 ou au 5.5.3 selon la méthode de validation de l'emplacement utilisée, doit satisfaire au critère applicable spécifié dans le Tableau 10 à toutes les fréquences, pour les trois orientations d'antenne et aux cinq positions d'essai.

Tableau 10 – Critère d'acceptation

Distance de mesure m	Écart maximal dB
3	±4 dB
5	±4 dB
10	±4 dB ^a
^a Les mesures des SAC de 10 m montrent qu'il peut ne pas être possible de satisfaire au critère de ±4 dB sur l'ensemble de la plage de fréquences. Par conséquent, l'utilisation d'une telle SAC est admise, même si elle ne satisfait pas au critère de ±4 dB. Dans ce cas, l'augmentation de l'incertitude doit être prise en compte pour respecter la limite applicable. Pour chaque fréquence, la valeur maximale de $ \Delta A_i $ pour tous les points où le critère est dépassé doit être prise comme δA_i pour calculer U_{lab} . U_{lab} est calculée séparément pour chaque orientation. Pour plus d'informations, voir la CISPR 16-4-2 et l'Annexe M. Davantage d'informations sur la mesure à différentes distances peuvent être obtenues dans [25].	

6.1 Généralités

Ajouter le nouveau deuxième alinéa suivant:

Dans la plage de fréquences de 30 MHz à 1 GHz, un environnement en espace semi-libre est exigé. Cet environnement doit être un OATS, un OATS avec enceinte de protection contre les intempéries ou une SAC. Cependant, les mesures réalisées dans cette plage de fréquences peuvent également être effectuées dans un environnement en espace libre (c'est-à-dire dans une FAR).

9 Chambre de réverbération pour la mesure de la puissance totale rayonnée

Remplacer les paragraphes, le texte et les figures existants par ce qui suit:

Les mesures des perturbations rayonnées peuvent être effectuées dans des chambres de réverbération en utilisant les méthodes spécifiées dans l'IEC 61000-4-21 [32].

10 Cellules TEM pour les mesures d'immunité aux perturbations rayonnées

Remplacer le titre et le texte existants par ce qui suit:

10 Guides d'onde TEM pour les mesures des perturbations rayonnées

Les mesures des perturbations rayonnées peuvent être effectuées dans des guides d'onde TEM en utilisant les méthodes spécifiées dans l'IEC 61000-4-20.

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of CISPR 16-1-4:2019/AMD2:2023

Ajouter, à la suite de l'Annexe H existante, ajoutée par l'Amendement 1, les nouvelles Annexes I, J, K, L, M et N suivantes:

Annexe I (informative)

Incertitudes de mesure des résultats de validation du COMTS dans la plage de fréquences de 9 kHz à 30 MHz

I.1 Grandeurs à prendre en compte pour la validation du COMTS à l'aide de la méthode NSIL

Le mesurande ΔA_i est calculé selon l'Équation (I.1), avec les symboles décrits dans le Tableau I.1:

$$\Delta A_i = V_{\text{DIRECT}} - V_{\text{SITE}} - (F_{\text{aH,T}} + F_{\text{aH,R}}) - A_{\text{Ni}} + \delta V_{\text{ISO}} + \delta V_{\text{M1}} + \delta V_{\text{M2}} + \delta V_{\text{M3}} + \delta A_{\text{POW}} + \delta V_{\text{RAD}} + \delta V_{\text{TAD}} + \delta V_{\text{SRTX}} + \delta V_{\text{SRRX}} + \delta V_{\text{PD}} + \delta V_{\text{PH}} + \delta V_{\text{PVA}} + \delta V_{\text{PLA}} \quad (\text{I.1})$$

**Tableau I.1 – Exemple de bilan d'incertitude de mesure pour
la validation du COMTS à l'aide de la méthode NSIL**

Grandeur d'entrée	X_i	Incertitude sur x_i		$u(x_i)$	c_i	$ c_i u(x_i) $
		dB	Fonction de distribution de probabilité	dB		dB
Valeur de VNA ¹	V_{DIRECT}	±0,01	Rectangulaire	0,006	1	0,006
Valeur de VNA ²	V_{SITE}	±0,5	Rectangulaire	0,289	–1	0,289
Isolation ³	δV_{ISO}	±0,01	Rectangulaire	0,006	1	0,006
Facteur d'antenne à champ magnétique Tx ⁴	$F_{\text{aH,T}}$	±0,6	Normale ($k = 2$)	0,3	–1	0,3
Facteur d'antenne à champ magnétique Rx ⁴	$F_{\text{aH,R}}$	±0,6	Normale ($k = 2$)	0,3	–1	0,3
Valeurs de NSIL ⁵	A_{Ni}	±0,1	Normale ($k = 2$)	0,05	–1	0,05
Désadaptation: Amplificateur – Atténuateur – Accès 2 ⁶	δV_{M1}	–0,21/+0,21	En forme de U	0,148	1	0,148
Amplificateur – Antenne Tx ⁷	δV_{M2}	–1,02/+0,92	En forme de U	0,685	1	0,685
Antenne Rx – Accès 2 ⁸	δV_{M3}	–0,31/+0,30	En forme de U	0,219	1	0,219
Atténuateur ⁹	δA_{POW}	±0,1	Normale ($k = 2$)	0,05	1	0,05
Dérive:						
Antenne de réception ¹⁰	δV_{RAD}	±0	Normale ($k = 2$)	0	1	0
Amplificateur d'émission ¹¹	δV_{TAD}	±0,1	Normale ($k = 2$)	0,05	1	0,05
Rayonnement secondaire du câble d'antenne:						
Antenne d'émission ¹²	δV_{SRTX}	±0,1	Rectangulaire	0,058	1	0,058
Antenne de réception ¹²	δV_{SRRX}	±0,1	Rectangulaire	0,058	1	0,058

Grandeur d'entrée	X_i	Incertitude sur x_i		$u(x_i)$	c_i	$ c_i u(x_i) $
		dB	Fonction de distribution de probabilité	dB		dB
Positionnement de l'antenne:						
Erreur de distance ¹³	δV_{PD}	$\pm 0,3$	Rectangulaire	0,173	1	0,173
Erreur de hauteur ¹⁴	δV_{PH}	$\pm 0,03$	Rectangulaire	0,017	1	0,017
Alignement vertical ¹⁵	δV_{PVA}	$\pm 0,06$	Rectangulaire	0,035	1	0,035
Alignement latéral ¹⁶	δV_{PLA}	$\pm 0,03$	Rectangulaire	0,017	1	0,017
Les exposants renvoient aux numéros des NOTES de l'Article I.1.						

En raison de l'existence de grandeurs d'entrée liées, un terme supplémentaire est pris en compte selon l'Équation (I.2); voir NOTE 4.

$$u_c^2(\Delta A_i) = \sum c_i^2 u^2(x_i) + 2c(F_{aH,T}) c(F_{aH,R}) u(F_{aH,T}) u(F_{aH,R}) r, \quad r = 1 \quad (I.2)$$

Ainsi: $2u_c(\Delta A_i) = 2,03 \text{ dB}$.

Le Tableau I.1 est valide si un VNA est utilisé; si un générateur de signal et un récepteur de mesure distincts sont utilisés, alors il convient de réévaluer les valeurs de V_{DIRECT} , V_{SITE} et δV_{ISO} .

Une incertitude plus faible peut être obtenue si les deux antennes sont étalonnées conjointement, selon l'Annexe N. Dans ce cas, les contributeurs $F_{aH,T}$ et $F_{aH,R}$ sont remplacés par un même contributeur pour les deux antennes (calculé selon l'Annexe M) avec une distribution de probabilité normale ($k = 2$), et le facteur de corrélation est supprimé.

Ainsi: $2u_c(\Delta A_i) = 1,81 \text{ dB}$.

NOTE 1 La contribution aux incertitudes de V_{DIRECT} est fondée sur le bruit de trace spécifié et sur l'influence du bruit de fond indiqué par le fabricant du VNA. En général, l'influence de la non-linéarité peut être négligée. Si cette hypothèse n'est pas valide, une autre contribution peut être prise en compte en fonction de la spécification du fabricant du VNA.

NOTE 2 Pour V_{SITE} , lorsqu'un signal de faible amplitude est mesuré, la principale influence est le bruit. La valeur du bruit dépend du SNR. Si le signal est supérieur de 30 dB à la valeur du DANL, cette influence est de 0,5 dB. Pour les grandes distances de mesure (10 m) auxquelles cette valeur n'est pas réalisable, la contribution est définie en conséquence.

NOTE 3 Pour δV_{ISO} , en raison de la plage dynamique élevée, l'isolement entre les côtés de l'antenne d'émission et de l'antenne de réception peut poser problème. Vérifier la plage dynamique disponible afin d'identifier et d'éliminer les boucles de masse peut éviter ce problème.

NOTE 4 Pour $F_{aH,T}$ et $F_{aH,R}$, les contributions de type B prévalent dans le bilan d'incertitude de l'étalonnage de l'antenne. Dans le cas le plus probable où l'antenne d'émission et l'antenne de réception sont étalonnées dans le même laboratoire d'étalonnage, les deux incertitudes sont liées avec un facteur de corrélation r de 1.

NOTE 5 Pour plus d'informations sur l'exactitude des valeurs de NSIL A_{Ni} , voir l'Annexe K.

NOTE 6 La contribution δV_{M1} se produit si les câbles de l'antenne d'émission et de l'antenne de réception sont raccordés entre eux (V_{DIRECT}). Par hypothèse, l'amplificateur de puissance a un ROS de 2:1 et l'Accès 2 du VNA a un affaiblissement de réflexion de 15 dB. Un atténuateur de 30 dB avec un ROS de 1,1:1 est utilisé pour protéger l'Accès 2 du VNA.

NOTE 7 La contribution δV_{M2} se produit pendant la mesure de V_{SITE} . Cela dépend fortement du ROS de l'antenne, en raison de la construction de l'antenne d'émission, avec un ROS hypothétique de 2:1. L'amplificateur de puissance a par hypothèse un ROS de 2:1.

NOTE 8 La contribution δV_{M3} se produit pendant la mesure de V_{SITE} . Une désadaptation n'est pas déterminante pour une antenne de réception active, un ROS de 1,5:1 étant un ROS type. Par hypothèse, l'Accès 2 du VNA a un affaiblissement de réflexion de 15 dB.

NOTE 9 Si un amplificateur de puissance est utilisé pendant la mesure, un atténuateur étalonné est utilisé pour mesurer V_{DIRECT} ; voir 5.5.2. Si aucun amplificateur de puissance n'est utilisé, alors la contribution δA_{POW} peut être omise.

NOTE 10 La dérive du facteur d'antenne de l'antenne de réception active, δV_{RAD} , peut se produire à la suite d'une variation de température entre l'étalonnage de l'antenne et la validation du COMTS.

NOTE 11 La dérive du gain de l'amplificateur d'émission, δV_{TAD} , dépend de la stabilité de l'amplificateur et de la variation de température pendant la mesure.

NOTE 12 Les contributions δV_{SRTX} et δV_{SRRX} dépendent des propriétés des antennes et de la charge de ferrite sur les câbles. Cela peut être déterminé de façon expérimentale en effectuant plusieurs mesurages avec des positions de câble différentes.

NOTE 13 La contribution aux incertitudes δV_{PD} est due au fait que la distance d'antenne correcte n'est pas maintenue. Une exactitude de ± 2 cm est admise par hypothèse. La contribution aux incertitudes en dB est calculée à l'aide d'une simulation numérique.

NOTE 14 La contribution aux incertitudes δV_{PH} est due au fait que la hauteur d'antenne correcte n'est pas maintenue. Une exactitude de ± 1 cm est admise par hypothèse. La contribution aux incertitudes en dB est calculée à l'aide d'une simulation numérique.

NOTE 15 La contribution aux incertitudes δV_{PVA} est due au fait que le parallélisme des deux antennes n'est pas maintenu. Une exactitude de $\pm 4^\circ$ est admise par hypothèse. La contribution aux incertitudes en dB est calculée à l'aide d'une simulation numérique.

NOTE 16 La contribution aux incertitudes δV_{PLA} est due à un décalage latéral entre les axes des antennes. Une exactitude de ± 1 cm est admise par hypothèse. La contribution aux incertitudes en dB est calculée à l'aide d'une simulation numérique.

1.2 Grandeurs à prendre en compte pour la validation du COMTS à l'aide de la méthode RSM

Le mesurande ΔA_i est calculé selon l'Équation (1.3), avec les symboles décrits dans le Tableau 1.2:

$$\Delta A_i = V_{DIRECT} - V_{SITE} - A_{LPR} + \delta V_{ISO} + \delta V_{M1} + \delta V_{M2} + \delta V_{M3} + \delta A_{POW} + \delta V_{RAD} + \delta V_{TAD} + \delta V_{SRTX} + \delta V_{SRRX} + \delta V_{PD} + \delta V_{PH} + \delta V_{PVA} + \delta V_{PLA} \quad (1.3)$$

Tableau I.2 – Exemple de bilan d'incertitude de mesure pour la validation du COMTS à l'aide de la méthode RSM

Grandeur d'entrée	X_i	Incertainitude sur x_i		$u(x_i)$	c_i	$ c_i u(x_i) $
		dB	Fonction de distribution de probabilité	dB		dB
Valeur de VNA ¹	V_{DIRECT}	$\pm 0,01$	Rectangulaire	0,006	1	0,006
Valeur de VNA ²	V_{SITE}	$\pm 0,5$	Rectangulaire	0,289	-1	0,289
Isolation ³	δV_{ISO}	$\pm 0,01$	Rectangulaire	0,006	1	0,006
Référence avec une paire d'antennes ⁴	A_{LPR}	± 1	Normale ($k = 2$)	0,5	-1	0,5
Désadaptation:						
Amplificateur – Atténuateur – Accès 2 ⁵	δV_{M1}	-0,21/+0,21	En forme de U	0,148	1	0,148
Amplificateur – Antenne Tx ⁶	δV_{M2}	-1,02/+0,92	En forme de U	0,685	1	0,685
Antenne Rx – Accès 2 ⁷	δV_{M3}	-0,31/+0,30	En forme de U	0,219	1	0,219
Atténuateur ⁸	δA_{POW}	$\pm 0,1$	Normale ($k = 2$)	0,05	1	0,05
Dérive:						
Antenne de réception ⁹	δV_{RAD}	± 0	Normale ($k = 2$)	0	1	0
Amplificateur d'émission ¹⁰	δV_{TAD}	$\pm 0,1$	Normale ($k = 2$)	0,05	1	0,05
Rayonnement secondaire du câble d'antenne:						
Antenne d'émission ¹¹	δV_{SRTX}	$\pm 0,1$	Rectangulaire	0,058	1	0,058
Antenne de réception ¹¹	δV_{SRRX}	$\pm 0,1$	Rectangulaire	0,058	1	0,058
Positionnement de l'antenne:						
Erreur de distance ¹²	δV_{PD}	$\pm 0,3$	Rectangulaire	0,173	1	0,173
Erreur de hauteur ¹³	δV_{PH}	$\pm 0,03$	Rectangulaire	0,017	1	0,017
Alignement vertical ¹⁴	δV_{PVA}	$\pm 0,06$	Rectangulaire	0,035	1	0,035
Alignement latéral ¹⁵	δV_{PLA}	$\pm 0,03$	Rectangulaire	0,017	1	0,017
Les exposants renvoient aux numéros des NOTES de l'Article I.2.						

Ainsi: $2u_c(\Delta A_i) = 1,91$ dB.

Le Tableau I.2 est valide si un VNA est utilisé; si un générateur de signal et un récepteur de mesure distincts sont utilisés, alors il convient de réévaluer les valeurs de V_{DIRECT} , V_{SITE} et δV_{ISO} .

NOTE 1 La contribution aux incertitudes de V_{DIRECT} est fondée sur le bruit de trace spécifié et sur l'influence du bruit de fond indiqué par le fabricant du VNA. En général, l'influence de la non-linéarité peut être négligée. Si cette hypothèse n'est pas valide, une autre contribution peut être prise en compte en fonction de la spécification du fabricant du VNA.

NOTE 2 Pour V_{SITE} , lorsqu'un signal de faible amplitude est mesuré, la principale influence est le bruit. La valeur du bruit dépend du SNR. Si le signal est supérieur de 30 dB à la valeur du DANL, cette influence est de 0,5 dB. Pour les grandes distances de mesure (10 m) auxquelles cette valeur n'est pas réalisable, la contribution est définie en conséquence.

NOTE 3 Pour δV_{ISO} , en raison de la plage dynamique élevée, l'isolement entre les côtés de l'antenne d'émission et de l'antenne de réception peut poser problème. Vérifier la plage dynamique disponible afin d'identifier et d'éliminer les boucles de masse peut éviter ce problème.

NOTE 4 Contribution de l'incertitude de mesure de la perte d'insertion de l'emplacement de référence avec une paire d'antennes A_{LPR} entre la paire d'antennes à un REFTS.

NOTE 5 La contribution δV_{M1} se produit si les câbles de l'antenne d'émission et de l'antenne de réception sont raccordés entre eux (V_{DIRECT}). Par hypothèse, l'amplificateur de puissance a un ROS de 2:1 et l'Accès 2 du VNA a un affaiblissement de réflexion de 15 dB. Un atténuateur de 30 dB avec un ROS de 1,1:1 est utilisé pour protéger l'Accès 2 du VNA.

NOTE 6 La contribution δV_{M2} se produit pendant la mesure de V_{SITE} . Cela dépend fortement du ROS de l'antenne, en raison de la construction de l'antenne d'émission, avec un ROS hypothétique de 2:1. L'amplificateur de puissance a par hypothèse un ROS de 2:1.

NOTE 7 La contribution δV_{M3} se produit pendant la mesure de V_{SITE} . Une désadaptation n'est pas déterminante pour une antenne de réception active, un ROS de 1,5:1 étant un ROS type. Par hypothèse, l'Accès 2 du VNA a un affaiblissement de réflexion de 15 dB.

NOTE 8 Si un amplificateur de puissance est utilisé pendant la mesure, un atténuateur étalonné est utilisé pour mesurer V_{DIRECT} ; voir 5.5.2. Si aucun amplificateur de puissance n'est utilisé, alors la contribution δV_{POW} peut être omise.

NOTE 9 La dérive du facteur d'antenne de la contribution de l'antenne de réception active, δV_{RAD} , peut se produire à la suite d'une variation de température entre l'étalonnage de l'antenne et la validation du COMTS.

NOTE 10 La dérive du gain de la contribution de l'amplificateur d'émission, δV_{TAD} , dépend de la stabilité de l'amplificateur et de la variation de température pendant la mesure.

NOTE 11 Les contributions δV_{SRTX} et δV_{SRRX} dépendent des propriétés des antennes et de la charge de ferrite sur les câbles. Cela peut être déterminé de façon expérimentale en effectuant plusieurs mesurages avec des positions de câble différentes.

NOTE 12 La contribution aux incertitudes δV_{PD} est due au fait que la distance d'antenne correcte n'est pas maintenue. Une exactitude de ± 2 cm est admise par hypothèse. La contribution aux incertitudes en dB est calculée à l'aide d'une simulation numérique.

NOTE 13 La contribution aux incertitudes δV_{PH} est due au fait que la hauteur d'antenne correcte n'est pas maintenue. Une exactitude de ± 1 cm est admise par hypothèse. La contribution aux incertitudes en dB est calculée à l'aide d'une simulation numérique.

NOTE 14 La contribution aux incertitudes δV_{PVA} est due au fait que le parallélisme des deux antennes n'est pas maintenu. Une exactitude de $\pm 4^\circ$ est admise par hypothèse. La contribution aux incertitudes en dB est calculée à l'aide d'une simulation numérique.

NOTE 15 La contribution aux incertitudes δV_{PLA} est due à un décalage latéral entre l'axe des antennes. Une exactitude de ± 1 cm est admise par hypothèse. La contribution aux incertitudes en dB est calculée à l'aide d'une simulation numérique.

Annexe J (normative)

Dérivation des valeurs de NSIL dans la plage de fréquences de 9 kHz à 30 MHz

J.1 Généralités

En 1982, A.A. Smith et al. [28] ont introduit le concept d'affaiblissement normalisé de l'emplacement pour les antennes, qui a depuis été adopté par les comités de normalisation. L'idée est de distinguer la caractéristique des antennes de l'affaiblissement de l'emplacement, en prenant des doublets hertziens pour hypothèse. La méthode fonctionne assez bien, sauf pour:

- le couplage mutuel entre les antennes et le plan de sol;
- les antennes directionnelles.

Ces deux exceptions demeurent des erreurs systématiques.

Ce principe peut être adapté aux antennes-cadres dans la plage de fréquences de 9 kHz à 30 MHz. La dérivation analytique de la perte d'insertion de l'emplacement selon la formule de Greene est possible et réalisable si une distribution homogène du courant autour de la circonférence du cadre est admise par hypothèse. C'est le cas lorsque la circonférence du cadre est très faible par rapport à la longueur d'onde. Dans le cas contraire, par exemple pour une taille de cadre proche du critère de taille maximale spécifiée en 4.3.2, une distribution non uniforme du courant est prise en compte, ce qui exige une simulation informatique. Le NEC [27] convient bien pour ce type de problème et est accessible gratuitement au public.

Les simulations montrent que les valeurs de NSIL dépendent des diamètres des deux antennes et du positionnement de leurs points d'alimentation (voir Figure J.3) [33]. Par conséquent, il n'est pas possible de fournir dans le présent document des tableaux de valeurs de NSIL similaires au Tableau 2 (pour le NSA, entre 30 MHz et 1 000 MHz). Les valeurs de NSIL doivent être calculées conformément à l'Article J.4, en utilisant les valeurs de SIL déterminées selon l'Article J.3 et les facteurs d'antenne-cadre simulés selon l'Article J.2. Ces derniers doivent reposer sur les dimensions des deux antennes-cadres utilisées pour les mesures de validation d'emplacement et sur le positionnement de leurs points d'alimentation lors de ces mesures.

NOTE 1 Deux paramètres dimensionnels sont exigés pour chaque antenne-cadre: 1) diamètre du cadre (entraxe du blindage de l'antenne-cadre), et 2) diamètre de son fil de cadre (les antennes-cadres utilisées pour la validation d'emplacement sont à une seule spire, comme cela est décrit en 4.3.2.1). Ce dernier n'est généralement pas publié par les fabricants d'antennes-cadres. Si aucune information relative au diamètre du fil de cadre n'est disponible, celui-ci peut être approximé afin de simuler son facteur d'antenne selon l'Article J.2. La dépendance de la NSIL au diamètre du fil de cadre de deux antennes-cadres est négligeable (voir Figure J.1).

NOTE 2 Les simulations pour déterminer la NSIL prennent pour hypothèse que des antennes-cadres passives sont utilisées pour l'antenne d'émission et l'antenne de réception. Cela donne des valeurs de SIL très élevées, en particulier pour une distance de mesure de 10 m. Cependant, les mesures de validation d'emplacement réelles peuvent être réalisées avec une antenne-cadre de réception active, ce qui donne une plage dynamique élevée pour l'ensemble du système de mesure.

J.2 Facteur d'antenne à champ magnétique

Le facteur d'antenne à champ magnétique, défini en 3.1.2.5 de la CISPR 16-1-6:2014 et de la CISPR 16-1-6:2014/AMD2:2022, peut être simulé avec le code NEC suivant.

CM CISPR 16-1-4: Annex J

CM Simulation of the magnetic field antenna factor

CM 60 cm diameter

CM 1 mm wire radius

CM 50 Ω system impedance

CM

CE

GA 1 36 0.30 360 0 0.001

GM 0 0 0 -5 0 0 0 0 1

GE 0

GN -1

EK

LD 0 1 1 1 50 0 0

EX 1 1 1 0 0 0 0 0 0

FR 0 1 0 0 30.000 1

PT 1 1 1 0

XQ

NOTE 1 Concernant la 9^e ligne du code (GM 0 0 0 -5 0 0 0 0 1): La rotation du cadre autour de l'axe Y de -5° est utilisée pour aligner le segment du point d'alimentation exactement sur l'axe X. Cette valeur est calculée en utilisant la moitié de 360° divisée par le nombre de segments.

Dans ce code, les paramètres suivants peuvent être modifiés:

GA 1 36 X 360 0 Y où X est le rayon du cadre et Y est le rayon du fil, en m;

LD 0 1 1 1 Z 0 0 où Z est l'impédance du système, en Ω ;

FR 0 1 0 0 F 1 où F est la fréquence, en MHz.

NOTE 2 Pour le rayon du fil Y, le rayon du blindage n'est pas pris en compte. Toutefois, la valeur exacte du rayon du fil n'est pas déterminante; voir Figure J.1.

NOTE 3 Les exemples donnés dans la présente annexe prennent pour hypothèse un diamètre d'antenne-cadre de 60 cm. Cependant, un tel diamètre de cadre n'est possible que pour un cadre idéal, avec un fil et un blindage infiniment fins (très faible épaisseur du blindage, approximée par un diamètre de 0 m), car autrement, le cadre ne satisfait pas au critère de taille du 4.3.2. En pratique, le diamètre d'antenne-cadre réel utilisé pour les mesures de validation d'emplacement est utilisé dans les simulations.

Ce code source simule une antenne-cadre éclairée avec une onde plane homogène de 1 V/m. Dans le résultat de la simulation, le courant qui traverse l'impédance Z est imprimé comme suit, par exemple pour 30 MHz:

THETA (DEG)	PHI (DEG)	- CURRENT MAGNITUDE	- PHASE	SEG NO.
0.00	0.00	4.2927E-04	6.08	1

NOTE 4 Consulter le manuel NEC [27] pour obtenir la désignation du système de coordonnées cartésiennes.

Le facteur d'antenne à champ magnétique peut donc être calculé selon l'Équation (J.1)

$$F_{aH} = \frac{H}{V} = \frac{E}{\eta I Z} \quad (J.1)$$

où

F_{aH} est le facteur d'antenne à champ magnétique, en S/m;

H est l'intensité de champ magnétique du champ électromagnétique incident, en A/m;

E est l'intensité de champ électrique du champ électromagnétique incident, en V/m (1 V/m);
 V est l'amplitude de tension aux bornes de la charge, en V;
 I est l'amplitude de courant qui traverse la charge, en A;
 Z est l'impédance de charge, en Ω (50 Ω);
 η est l'impédance d'espace libre, en Ω (approximée par la valeur de 376,73 Ω).

J.3 Perte d'insertion de l'emplacement

Pour simuler la perte d'insertion de l'emplacement, deux antennes sont utilisées: une pour l'émission et une pour la réception, comme suit:

CM CISPR 16-1-4: Annex J

CM Simulation of the site insertion loss

CM Hx coaxial

CM 3 m distance

CM 60 cm diameter

CM 1 mm wire radius

CM 50 Ω system impedance

CM

CE

GA 1 36 0.3 0 360 0.001

GA 2 36 0.3 0 360 0.001

GM 0 0 0 -85 0 0 0 1.3 1

GM 0 0 0 0 0 0 3 0 2

GE 1

GN 1

EK

EX 0 1 1 00 2 0

LD 0 1 1 1 50 0 0

LD 0 2 1 1 50 0 0

FR 0 1 0 0 30.000 1

PT 0 2 1 1

XQ

À nouveau, les paramètres suivants peuvent être modifiés:

<i>GA 1 36 X 360 0 Y</i>	où X est le rayon du cadre et Y est le rayon du fil, en émission, en m;
<i>GA 2 36 X 360 0 Y</i>	où X est le rayon du cadre et Y est le rayon du fil, en réception, en m;
<i>GM 0 0 0 0 0 0 D 0 2</i>	où D est la distance de mesure, en m;
<i>LD 0 1 1 1 Z 0 0</i>	où Z est l'impédance du système, en émission, en Ω ;
<i>LD 0 2 1 1 Z 0 0</i>	où Z est l'impédance du système, en réception, en Ω ;
<i>FR 0 1 0 0 F 1</i>	où F est la fréquence, en MHz.

D'autres montages peuvent être analysés en modifiant ces lignes dans le code; voir le schéma du montage à la Figure J.4:

GM 0 0 0 -85 0 0 0 1.3 1 pour H_x coaxial
GM 0 0 0 0 0 0 3 0 2
GM 0 0 0 -85 90 0 0 1.3 1 pour H_y coplanaire
GM 0 0 0 0 0 0 3 0 2
GM 0 0 -90 0 -5 0 0 1.3 1 pour H_z coplanaire
GM 0 0 0 0 180 0 3 0 2

NOTE 1 Consulter le manuel NEC [27] pour obtenir la description de la commande GM. La position du point d'alimentation peut être modifiée en modifiant le contenu de la colonne 3 à la colonne 5, qui sont responsables de la rotation de l'objet.

Dans le résultat, choisir le courant qui traverse l'impédance de l'antenne de réception comme suit, par exemple pour H_x à 30 MHz:

SEG. NO.	TAG NO.	COORD. X	OF Y	SEG. CENTER Z	SEG. LENGTH	REAL	IMAG.	MAG.	PHASE
37	2	0.0000	0.3002	0.1600	0.00523	-1.5829E-06	1.8619E-06	2.4438E-06	130.369

NOTE 2 Les deux antennes comportent 36 segments, de sorte que le premier segment de l'antenne de réception, où est placée la charge, est désigné comme étant le segment numéro 37.

Utiliser l'Équation (J.2) pour calculer la perte d'insertion de l'emplacement:

$$A_i = -20 \lg \left(\frac{IZ}{V} \right) \quad (J.2)$$

où

A_i est la perte d'insertion de l'emplacement, en dB;

I est l'amplitude de courant qui traverse la charge, en A;

Z est l'impédance de charge, en Ω (50 Ω);

V est l'amplitude de la tension aux bornes de la charge pendant la connexion directe, en V; elle est égale à 1 V. Ce nombre résulte de la tension d'excitation du cadre d'émission égale à 2 V (ligne EX du code source). Lors de la détermination de V_{DIRECT} , la tension aux bornes de la charge correspond à la moitié de ce nombre, l'impédance de source et l'impédance de la charge étant égales.

J.4 Perte d'insertion normalisée de l'emplacement

Avec le facteur d'antenne simulé et la perte d'insertion simulée de l'emplacement, la perte d'insertion normalisée de l'emplacement est calculée selon l'Équation (J.3):

$$A_{Ni} = A_i - F_{aH,T} - F_{aH,R} \quad (J.3)$$

où

A_{Ni} est la perte d'insertion normalisée de l'emplacement, en dB(m²/S²);

A_i est la perte d'insertion de l'emplacement, selon l'Article J.3, en dB;

$F_{aH,T}$ est le facteur d'antenne à champ magnétique de l'antenne d'émission, selon l'Article J.2, en dB(S/m);

$F_{aH,R}$ est le facteur d'antenne à champ magnétique de l'antenne de réception, selon l'Article J.2, en dB(S/m).

En général, une paire d'antennes de même diamètre est utilisée pour la validation de l'emplacement.

La NSIL ne dépend pas du diamètre du fil. Ceci est démontré par variation du rayon du fil dans la plage de 0,001 m à 0,01 m dans l'orientation H_x à une distance de 3 m pour une antenne-cadre de 60 cm; voir Figure J.1. La variation est inférieure à 0,02 dB et peut être négligée.

Au-dessus de 1 MHz, la NSIL dépend des diamètres des deux antennes-cadres et du positionnement de leurs points d'alimentation [33]. Cela peut être constaté si le diamètre du cadre (15 cm, 30 cm et 60 cm) et la position du point d'alimentation sont modifiés; voir Figure J.3. Le point d'alimentation est réglé à une position spécifique (1) et à son opposé (2); voir Figure J.2. Des variations modérées à significatives peuvent être observées, selon l'orientation et la fréquence. Par conséquent, les positions des points d'alimentation des deux antennes utilisées pour déterminer les valeurs de NSIL (selon l'Article J.3) doivent être les mêmes que celles utilisées pour les mesures de validation d'emplacement réelles.

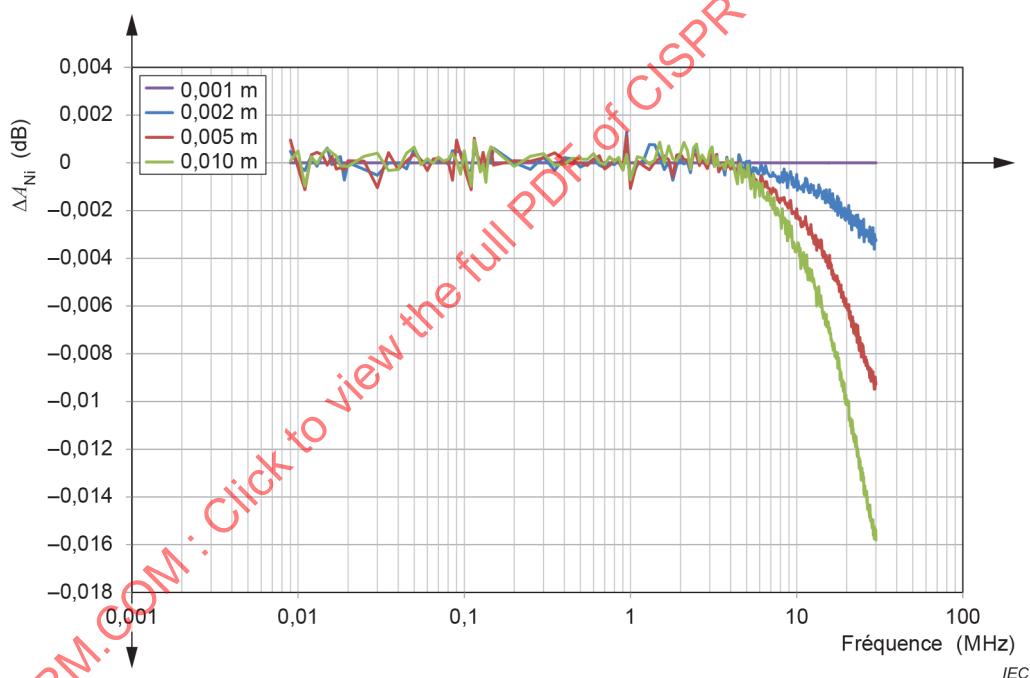
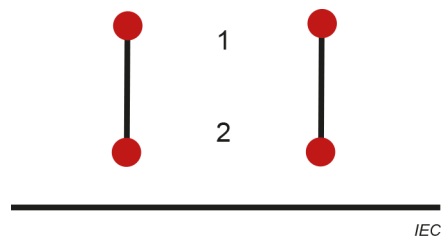
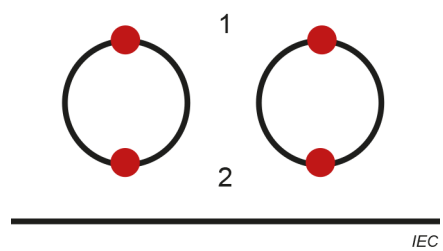


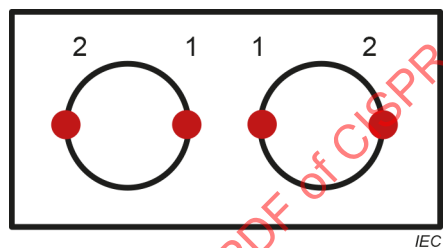
Figure J.1 – Étude du rayon du fil, normalisé à 0,001 m



a) H_x (vue latérale)

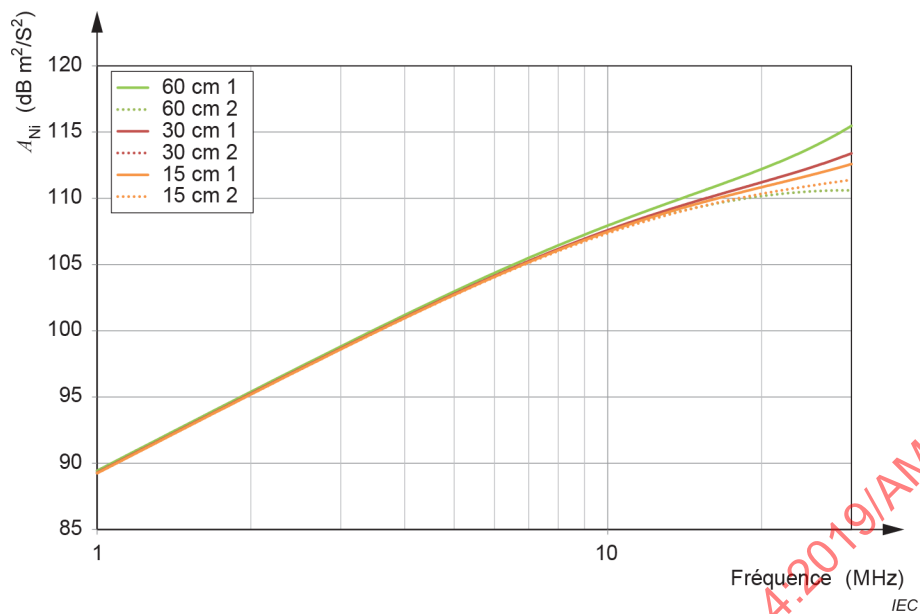


b) H_y (vue latérale)

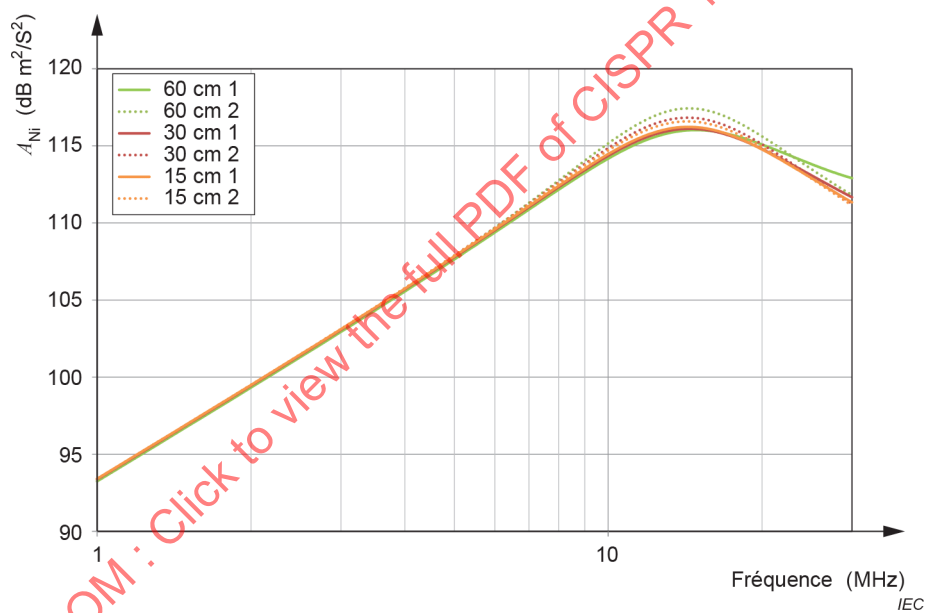


c) H_z (vue du dessus)

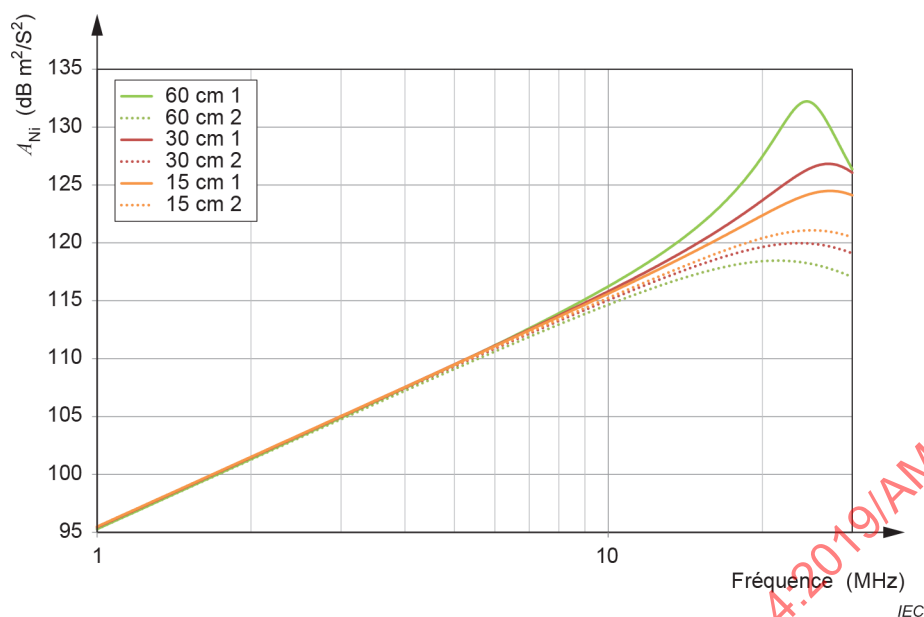
Figure J.2 – Étude de la position du point d'alimentation (non à l'échelle)



a) H_x



b) H_y



c) H_z

Figure J.3 – Variation des valeurs de NSIL pour différents montages, à une distance de 3 m, $h = 1,3$ m

J.5 Tableaux de NSIL

Un exemple de calcul pour un diamètre de cadre de 60 cm est donné sous forme de tableau réduit; voir Tableau J.1, Tableau J.2, Tableau J.3 et Figure J.5. Les tableaux complets peuvent être obtenus sur la page web de l'IEC sous la section des documents du tableau de bord du CISPR/A en cliquant sur ce lien:

https://www.iec.ch/dyn/www/f?p=103:227:15032641706403:::FSP_ORG_ID,FSP_LANG_ID:1327,25.

Ces valeurs sont valides pour les positions de point d'alimentation indiquées à la Figure J.4. Pour les mesures dans les orientations H_x et H_y , le point d'alimentation est situé en haut, pour chaque antenne-cadre; pour H_z , les points d'alimentation sont situés sur les côtés latéraux opposés.

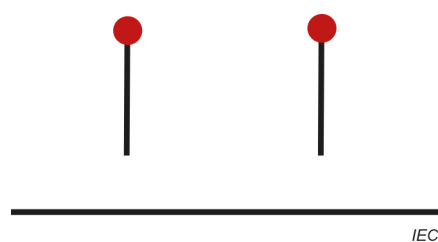
Des tableaux de NSIL supplémentaires pour un cadre circulaire de 50 cm de diamètre et un cadre carré de 60 cm peuvent être consultés sur la page web de l'IEC mentionnée.

Si d'autres diamètres de cadre ou d'autres positions de point d'alimentation sont utilisés, les valeurs de NSIL doivent être recalculées. En général, les fabricants d'antennes publient des valeurs de NSIL pour leurs produits.

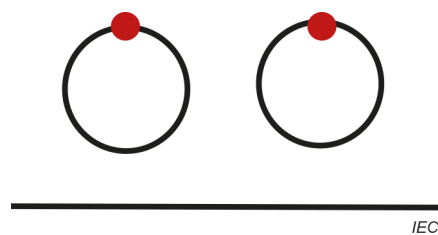
Pour assurer la traçabilité, les paramètres suivants doivent être documentés:

- le diamètre du cadre;
- la position du point d'alimentation;
- le code source NEC;
- la version du NEC.

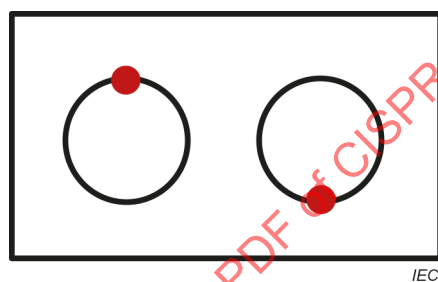
Avant d'utiliser les valeurs de NSIL recalculées pour un montage particulier, la méthode de calcul et le logiciel doivent être validés. Par conséquent, une tentative de reproduction des résultats donnés dans le Tableau J.1, le Tableau J.2 et le Tableau J.3 doit être effectuée. Cette validation doit indiquer des différences inférieures à 0,1 dB.



a) H_x (vue latérale)



b) H_y (vue latérale)



c) H_z (vue du dessus)

Figure J.4 – Spécification de la position du point d'alimentation pour les valeurs présentes dans les tableaux (non à l'échelle)