

INTERNATIONAL STANDARD

NORME INTERNATIONALE

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

AMENDMENT 1
AMENDEMENT 1

Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods –

Part 1-4: Radio disturbance and immunity measuring apparatus – Ancillary equipment – Radiated disturbances

**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 – Matériels auxiliaires –
Perturbations rayonnées**



THIS PUBLICATION IS COPYRIGHT PROTECTED

Copyright © 2007 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 la CEI ou du Comité national de la CEI du pays du demandeur.

Si vous avez des questions sur le copyright de la CEI ou si vous désirez obtenir des droits supplémentaires sur cette publication, utilisez les coordonnées ci-après ou contactez le Comité national de la CEI de votre pays de résidence.

IEC Central Office
3, rue de Varembe
CH-1211 Geneva 20
Switzerland
Email: inmail@iec.ch
Web: 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 corrigenda or an amendment might have been published.

- Catalogue of IEC publications: www.iec.ch/searchpub

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 It also gives information on projects, withdrawn and replaced publications.

- IEC Just Published: www.iec.ch/online_news/justpub

Stay up to date on all new IEC publications. Just Published details twice a month all new publications released. Available on-line and also by email.

- Electropedia: www.electropedia.org

The world's leading online dictionary of electronic and electrical terms containing more than 20 000 terms and definitions in English and French, with equivalent terms in additional languages. Also known as the International Electrotechnical Vocabulary online.

- Customer Service Centre: www.iec.ch/webstore/custserv

If you wish to give us your feedback on this publication or need further assistance, please visit the Customer Service Centre FAQ or contact us:

Email: csc@iec.ch

Tel.: +41 22 919 02 11

Fax: +41 22 919 03 00

A propos de la CEI

La Commission Electrotechnique Internationale (CEI) 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 CEI

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

- Catalogue des publications de la CEI: www.iec.ch/searchpub/cur_fut-f.htm

Le Catalogue en-ligne de la CEI vous permet d'effectuer des recherches en utilisant différents critères (numéro de référence, texte, comité d'études,...). Il donne aussi des informations sur les projets et les publications retirées ou remplacées.

- Just Published CEI: www.iec.ch/online_news/justpub

Restez informé sur les nouvelles publications de la CEI. Just Published détaille deux fois par mois les nouvelles publications parues. Disponible en-ligne et aussi par email.

- Electropedia: www.electropedia.org

Le premier dictionnaire en ligne au monde de termes électroniques et électriques. Il contient plus de 20 000 termes et définitions en anglais et en français, ainsi que les termes équivalents dans les langues additionnelles. Egalement appelé Vocabulaire Electrotechnique International en ligne.

- Service Clients: www.iec.ch/webstore/custserv/custserv_entry-f.htm

Si vous désirez nous donner des commentaires sur cette publication ou si vous avez des questions, visitez le FAQ du Service clients ou contactez-nous:

Email: csc@iec.ch

Tél.: +41 22 919 02 11

Fax: +41 22 919 03 00

INTERNATIONAL STANDARD

NORME INTERNATIONALE

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

AMENDMENT 1
AMENDEMENT 1

Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods –

Part 1-4: Radio disturbance and immunity measuring apparatus – Ancillary equipment – Radiated disturbances

**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 – Matériels auxiliaires –
Perturbations rayonnées**

INTERNATIONAL
ELECTROTECHNICAL
COMMISSION

COMMISSION
ELECTROTECHNIQUE
INTERNATIONALE

PRICE CODE
CODE PRIX

S

FOREWORD

This amendment has been prepared by subcommittee A of CISPR: Radio-interference measurements and statistical methods.

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

FDIS	Report on voting
CISPR/A/750/FDIS	CISPR/A/760/RVD

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

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

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

INTRODUCTION

In this amendment, the use of a balanced dipole antenna (the CISPR tuned dipole) as a physical reference for radiated emission measurements in the frequency range between 30 MHz and 300 MHz is deleted. It is replaced by the requirement that in this frequency range the quantity to be measured is the electric field strength that can be determined using different types of antennas, provided that the antenna factor and the associated uncertainty are known.

This fundamental change of measurand in the frequency range between 30 MHz and 300 MHz was subject to thorough investigations and discussion within CISPR A, and brings it into line with the measurand that already applies in the rest of the frequency range 9 kHz to 1 GHz, and indeed above 1 GHz. The decision for this change has been supported by the results of a questionnaire. More details on the rationale for the decision to introduce the 'electric field' measurand instead of the CISPR reference dipoles can be found in the CISPR Maintenance Cycle Report CISPR/A/541/MCR.

CISPR/A/541/MCR explains that the need for a CISPR reference dipole no longer exists, due to improvements in the calibration of antennas used for EMC compliance testing and the increased implementation of quality systems in test and calibration laboratories in accordance with ISO 17025. Moreover, Clause 4 of CISPR 16-1-4 covers the frequency range 9 kHz to 1 GHz, yet a reference antenna is only specified in the range 30 MHz to 300 MHz, which seems to make this frequency range an exception to the general rule.

In other words, most measurements of physical quantities are made with an instrument that is traceable to national standards. There is no need for measurement of electric field strength in the frequency range 30 MHz to 300 MHz to deviate from this, especially when application of such a physical reference antenna may give a greater uncertainty to the intended measurand than a regular calibrated broadband antenna. Moreover, these days, the CISPR reference dipole is rarely used in practice because it is impractical from an operational point of view (time consuming). The new measurand is the field strength as defined by the limit level in dB μ V/m

and as required by the method of measurement. If various operators follow the same measurement method, involving calibrated antennas, a high degree of reproducibility is ensured.

A consequence of using the tuned dipole antenna as a reference is that the antenna uncertainties in CISPR 16-4-2 require the field strength measured by a broadband antenna to be referred to the field strength that would have been measured had a tuned dipole been used. The ramifications would be dependent on the difference in radiation patterns and mutual coupling of a dipole compared to a broadband antenna (including height dependence of antenna factor). This practice can actually result in larger EMC measurement uncertainties than if the field strength were derived from the traceably calibrated broadband antenna. The relating of the behaviour of the commonly used broadband antenna to the extremely rarely used tuned dipole in the notes to the uncertainty budget in CISPR 16-4-2, requires specialist knowledge to understand.

Page 3

CONTENTS

Add, on page 5, to the list of tables the titles of the new figures as follows:

Figure 20 – Schematic of radiation from EUT reaching an LPDA antenna directly and via ground reflections on a 3 m site, showing the half beamwidth, φ , at the reflected ray

Figure 21 – Definition of the reference planes inside the test jig

Figure 22 – Example of a 50 Ω adaptor construction in the vertical flange of the jig

Figure 23 – Example of a matching adaptor with balun or transformer

Figure 24 – Example of a matching adaptor with resistive matching network

Figure 25 – The four configurations for the TRL calibration

Page 15

3 Terms and definitions

3.5 antenna

Replace the existing Note 2 by the following new note:

NOTE 2 This term covers various devices such as the wire antenna, free-space-resonant dipole and hybrid antenna.

3.8 site attenuation

Replace, on page 17, the existing text with the following:

Site attenuation is defined as the minimum site insertion loss measured between two polarization-matched antennas located on a test site when one antenna is moved vertically over a specified height range and the other is set at a fixed height.

3.9 test antenna

Delete the existing definition 3.9, and replace it with the following new definition of site insertion loss:

3.9 site insertion loss

the loss between a pair of antennas placed at specified positions on a test site, when a direct electrical connection between the generator output and receiver input is replaced by transmitting and receiving antennas placed at the specified positions

3.12 quasi-free space test-site

Replace the existing wording of this definition with the following:

facility for radiated emission measurements, or antenna calibration, that is intended to achieve free-space conditions. Unwanted reflections from the surroundings are kept to a minimum in order to satisfy the site acceptance criterion applicable to the radiated emission measurement or antenna calibration procedure being considered

Add, after definition 3.13, the following new definitions:

3.14 cross-polar response

measure of the rejection by the antenna of the cross-polarised field, when the antenna is rotated in a uniform electromagnetic field

3.15 hybrid antenna

conventional wire-element log-periodic dipole array (LPDA) antenna with boom lengthened at the open-circuit end to add one broadband dipole (e.g., biconical or bow-tie), such that the infinite balun (boom) of the LPDA serves as a voltage source for the broadband dipole. Typically a common-mode choke is used at this end of the boom to minimize parasitic (unintended) RF currents on the outer conductor of the coaxial cable flowing into the receiver

3.16 low uncertainty antenna

good quality robust biconical or LPDA antenna, whose antenna factor is reproducible to better than $\pm 0,5$ dB, used for the measurement of E-field strength at a defined point in space

NOTE It is further described in A.2.2.

3.17 semi-anechoic chamber SAC

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

3.18 common mode absorption device CMAD

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

3.19**insertion loss**

the loss arising from the insertion of a device into a transmission line, expressed as the ratio of voltages immediately before and after the point of insertion of a device under test, before and after the insertion. It is equal to the inverse of the transmission S -parameter, $|1/S_{21}|$

3.20**reflection coefficient**

the ratio of a common quantity to both the reflected and incident travelling waves. Hence, the voltage reflection coefficient is defined as the ratio of the complex voltage of the reflected wave to the complex voltage of the incident wave. The voltage reflection coefficient is equal to the scattering parameter S_{11}

3.21**short-open-load-through (SOLT) or through-open-short-match (TOSM) calibration method**

calibration method for a vector network analyser using three known impedance standards – short, open, and match/load, and a single transmission standard – through. The SOLT method is widely used, and the necessary calibration kits with 50 Ω characteristic impedance components are commonly available. A full two-port error model includes six error terms for each of the forward and reverse directions, for a total of twelve separate error terms, which requires twelve reference measurements to perform the calibration

3.22**scattering parameters (S-parameters)**

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

3.23**through-reflect-line (TRL) calibration**

calibration method for a vector network analyser using three known impedance standards “Through”, “Reflect” and “Line” for the internal or external calibration of the VNA. Four reference measurements are needed for this calibration

3.24**vector network analyser
VNA**

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

Page 17

4 Antennas for measurement of radiated radio disturbance

Add the following sentence to the beginning of the first paragraph

Antennas of the type that are used for radiated emissions measurements, having been calibrated, shall be used to measure the field strength, taking into account their radiation patterns and mutual coupling with their surroundings.

In the second paragraph, replace the first sentence “The antenna shall be substantially plane polarised.” by “The antenna shall be linearly polarised.”

In the third sentence of the second paragraph, after “above ground” add “or above the absorber in a FAR”.

4.1 Accuracy of field-strength measurements

Replace the existing title with the following new title.

4.1 Physical parameter for radiated emissions measurements

Add the following paragraph to the beginning of the subclause:

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

4.2.1 Magnetic antenna

Delete the last sentence of the first paragraph of the Note, i.e.: "This assumption is justified.... H level in dB(μ A/m)."

Delete also the second paragraph of the Note: "It should be clearly understood that the above fixed E and H ratio applies only under far-field conditions".

4.2.2 Balance of antenna

Replace the existing title and text of this subclause with the following:

4.2.2 Shielding of loop antenna

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

4.3.1 Electric antenna

Delete, in the second paragraph, the words "1 m length" and add the following sentence: "Annex B states that the antenna factor derived by the Equivalent Capacitor Substitution Method (ECSM) has greater uncertainties for monopole lengths greater than one-eighth of a wavelength"

Delete the third paragraph i.e. "Where the distance.....10% of the distance".

4.3.3 Balance of antenna

Replace the existing title with the following new title.

4.3.3 Cross-polar response of antenna

Modify the text as follows:

If a balanced electric field antenna is used, it shall comply with the requirement of 4.4.3. If a balanced magnetic field antenna is used, it shall comply with the requirement of 4.2.2."

4.4 Frequency range 30 MHz to 300 MHz

Replace the existing title with the following new title.

4.4 Frequency range 30 MHz to 1 000 MHz

After the title of 4.4, add the following text:

In this frequency range the measurements are of the electric field, so magnetic field antennas are not included. The antenna shall be a dipole-like antenna designed to measure the electric field. This includes tuned dipole antennas, whose element pairs are either straight rods or conical in shape, and dipole arrays such as the log-periodic dipole array (LPDA) antenna, comprising a series of staggered sets of straight rod elements, and hybrid antennas.

4.4.1 Electric antenna

Delete the entire subclause, including 4.4.1, 4.4.1.1, 4.4.1.2 and 4.4.1.3:

Add a new subclause 4.4.1 as follows:

4.4.1 Low-uncertainty antenna for use if there is an alleged non-compliance to the E-field limit

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

NOTE 1 Improved uncertainties are achieved by using the biconical antenna over the frequency range 30 MHz to 250 MHz and the LPDA antenna over the range 250 MHz to 1 GHz. Alternatively, a change-over frequency of 200 MHz can be used, but uncertainties due to phase centre variations of the LPDA will be higher and must be included in the reported radiated emissions measurement uncertainty budget.

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

Add the following new subclause 4.4.2:

4.4.2 Antenna characteristics

Since, at the frequencies in the range 300 MHz to 1 000 MHz, the sensitivity of the simple dipole antenna is low, a more complex antenna may be used. Such antenna shall be as follows.

- The antenna shall be linearly polarized, which shall be evaluated by applying the cross-polarization test procedure of 4.4.4.
- Balanced dipole antennas, such as tuned-dipole and biconical antennas, shall have validated balun performance, which shall be evaluated by applying the balance test procedure of 4.4.3. This also applies to hybrid antennas below 200 MHz.
- A test site with a conducting ground plane is assumed. The amplitude of the received signal will be reduced if either or both the direct and ground reflected signals from the EUT to the antenna are not entering the mainlobe of the radiation pattern of the antenna at its peak. The peak is usually in the boresight direction of the antenna. This reduction in amplitude is taken to be an error in the radiated emission: the ensuing uncertainty tolerance is based on the beamwidth, 2ϕ , see Figure 20.

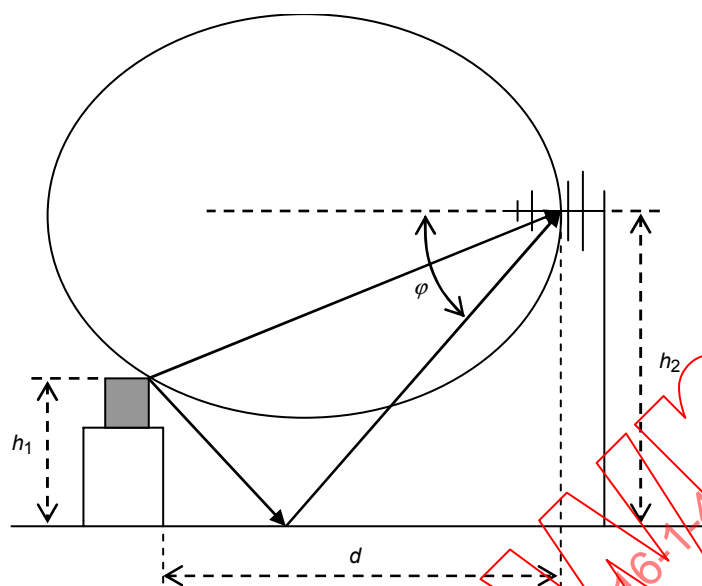


Figure 20 – Schematic of radiation from EUT reaching an LPDA antenna directly and via ground reflections on a 3 m site, showing the half beamwidth, φ , at the reflected ray

Conditions for ensuring that this error is no larger than +1dB are given below in 1) for a 10 m site and 2) for a 3 m site. Alternatively a condition based on antenna gain is given in 3) in order to bypass the laborious radiation pattern conditions.

Emission measurements are performed with the antenna horizontally and vertically polarised. If it is chosen to measure the radiation patterns in only one plane, the narrower patterns shall be used, as follows: the pattern of the antenna shall be verified in the horizontal plane while orienting it for horizontal polarisation.

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

$$\varphi > \tan^{-1} [(h_1 + h_2)/d]$$

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

$$2\varphi > \tan^{-1} [(h_1 + h_2)/d] - \tan^{-1} [(h_1 - h_2)/d]$$

where:

h_1 is the height of the equipment under test;

h_2 is the measurement antenna height;

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

If antenna down tilting that would reduce the associated uncertainties is not employed, the reduction in received signal shall be calculated, see Note, from the radiation patterns and applied as corrections or as directivity uncertainties. Example uncertainties budgets are given in CISPR 16-4-2.

NOTE 1 Assuming an E-field radiation pattern normalised to unity on boresight (= peak of mainlobe) read the E-field at the angles of declination from the antenna for the direct, E_D , and reflected rays, E_R . The error, compared to an E-field of unity magnitude for each of the direct and reflected rays, is given in decibels by: $20\log(2/(E_D + E_R))$.

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

- 3) For broad beamwidth antenna types used for radiated emission testing, such as biconical, LPDA and hybrid antennas, the beamwidth is inversely related to antenna directivity. An alternative to the criterion based on beamwidths in 1) and 2) above, is to specify the maximum gain of an antenna and to refer to generic uncertainty tolerances for the directivity component in the uncertainty budget for an emission test. The generic uncertainties, based on the narrowest beamwidths in the frequency range used for a given antenna, are given in CISPR 16-4-2. The maximum isotropic antenna gain for biconical antennas shall be 2 dB, and shall be 8 dB for log-periodic dipole array (LPDA) and hybrid antennas. For V-type LPDA antennas, whose H-plane beamwidth is equalised to the E-plane beamwidth, the maximum permissible isotropic gain shall be 9 dB.

NOTE 3 The directivity uncertainties given in CISPR 16-4-2 (2004) can be used for a 10 m separation, but revised uncertainties are needed for a 3 m separation.

- d) The return loss of the antenna with the antenna feeder connected shall not be less than 10 dB. A matching attenuator may be part of the feeder cable for antennas if needed to meet this requirement.
- e) A calibration factor shall be given making it possible to fulfil the requirements of 4.1.

Renumber existing subclause 4.4.2 as subclause 4.4.3 and all of its subclauses accordingly.

4.4.2.1 Introduction (renumbered 4.4.3.1))

Delete the third paragraph: "This subclause considers the balun contribution. Contribution a) is under consideration (see last sentence of Note 1 of 4.4.2.2)."

Renumber existing subclause 4.4.3 as subclause 4.4.4.

In the title of the renumbered subclause 4.4.4, replace the word "performance" with the word "response"

Delete existing subclause 4.5.

Renumber existing subclause 4.6 as subclause 4.5.

4.6 Frequency range 1 GHz to 18 GHz (renumbered 4.5)

Replace the second sentence of renumbered subclause 4.5 with: "Examples are LPDA antennas, double-ridged guide horns and standard gain horns."

Delete the note.

Renumber subclause 4.7 as subclause 4.6 and subclause 4.7.1 accordingly.

Page 47

5.7.1 Normalized site attenuation for alternative test sites

In the first sentence of the fourth paragraph, replace “... less than 1 m ...” by “...at least 1 m ...”.

Page 51

Replace the existing Figures 6a and 6b with the following:

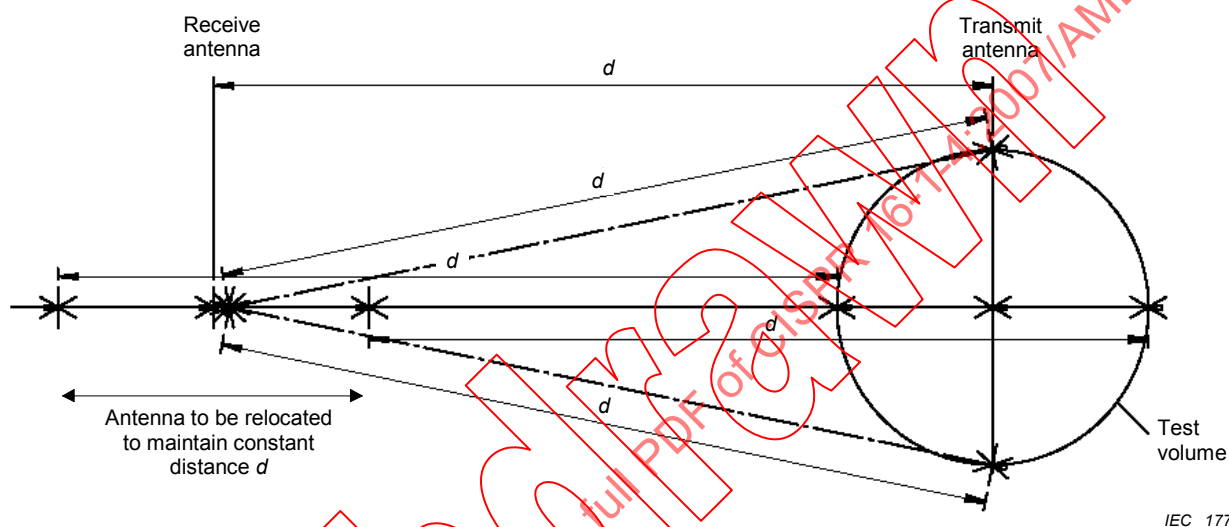


Figure 6a – Typical antenna positions for alternative test site – Vertical polarization NSA measurements

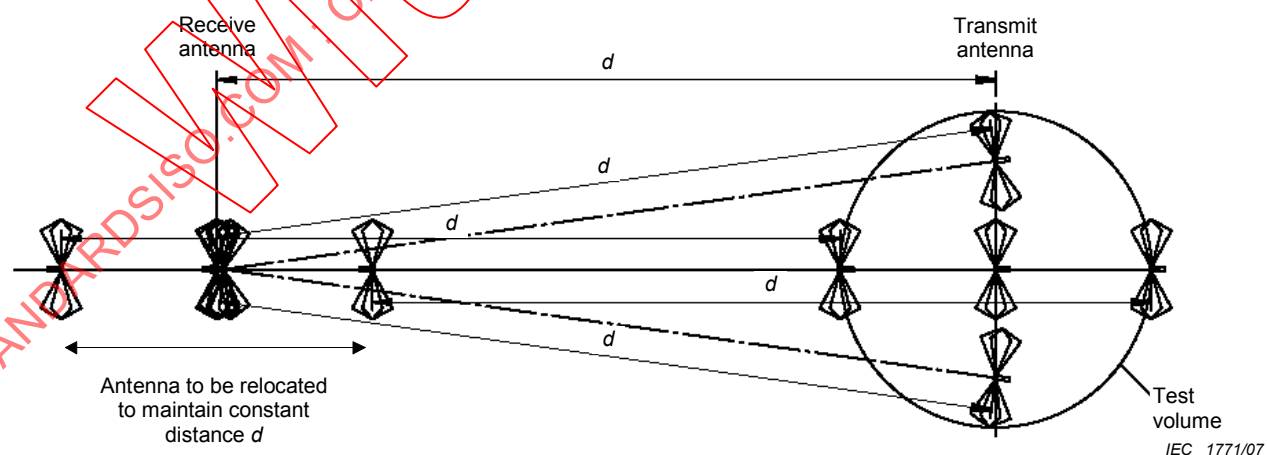


Figure 6b – Typical antenna positions for alternative test site – Horizontal polarization NSA measurements

Add a new Clause 9 as follows.

9 Common mode absorption devices

9.1 General

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

9.2 CMAD S-parameter measurements

S-parameters measured in a test jig, as described in 9.3, are used to characterise the properties of a CMAD. The values of the complex S-parameters are evaluated at the reference planes indicated in Figure 21. The reference method for the measurement of S-parameters with the highest possible accuracy uses a vector network analyser (VNA) and the TRL calibration method, as described in 9.4.

9.3 CMAD test jig

A test jig used for measuring the S-parameters of a CMAD under test shall have a cylindrical metal rod above a metal ground plane, as shown in Figure 21. The metal rod between the vertical flanges of the test jig consists of three sections: one section forming a transmission line in the jig between the two reference planes, and two adaptor sections between the reference planes and the adaptor ports.

The effects on the measurement of a CMAD from the adaptor sections and the adaptor ports can be eliminated by using the TRL calibration method described in 9.4, providing a low uncertainty for the final measurements. Any type of adaptor may be used for the measurements of 9.4. Examples of adaptors are shown in Figures 22 to 24.

The diameter d of the cylindrical rod shall be 4 mm. The height above the ground plane, h , is defined by the dimensions of the CMAD. Typical values are 30 mm, 65 mm, and 90 mm. The measurement shall be performed at the height defined by the construction of the CMAD. The distance between the reference plane and the vertical flange of the jig (adaptor section), L_A , shall be at least $2h$ (see Figure 21). The distances between the reference planes and the CMAD ends, D_A and D_B , should be as small as possible, but not larger than h . The metal ground plane of the test jig shall be greater than $(L_{\text{jig}} + 4h)$ in length and greater than $4h$ in width.

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

$$Z_{\text{ref}} = \frac{Z_0}{2\pi} \cosh^{-1}\left(\frac{2h}{d}\right) \text{ in } \Omega \quad (17)$$

where

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

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

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

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

$$h = 30 \text{ mm} \quad \gg \quad Z_{\text{ref}} = 204 \, \Omega$$

$$h = 65 \text{ mm} \quad \gg \quad Z_{\text{ref}} = 248 \, \Omega$$

$$h = 90 \text{ mm} \quad \gg \quad Z_{\text{ref}} = 270 \, \Omega$$

9.4 Measurement method using the TRL calibration

The TRL calibration method is recommended for measuring the S-parameters of CMADs. Use of this calibration procedure allows selection of the reference plane inside the test jig such that it is in close proximity to the location where the CMAD under test will be placed and hence distances D_A and D_B can be minimized (see Figure 21). The calibration requires a metal rod (termed “line”) with the same diameter and height as the transmission line section of the jig. The characteristic impedance and length of the line section have to be known exactly, and are introduced into the calibration data used by the firmware of the VNA or by external correction calculations.

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

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

$$f_L = 0,05 \frac{c}{L} \quad (18)$$

$$f_H = 0,45 \frac{c}{L} \quad (19)$$

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

Four calibration configurations are necessary for the TRL calibration method:

- “Reflect” (Port A): Measuring the complex value S_{11} of the adaptor section and adaptor at port 1 without any other connection (simulating an open-circuit condition) [Figure 25 a)]
- “Reflect” (Port B): Measuring the complex value S_{22} of the adaptor section and adaptor at port 2 without any other connection (simulating an open-circuit condition) [Figure 25 b)]
- “Through”: Measuring the complex values S_{11} , S_{12} , S_{21} , S_{22} with the two adaptor sections directly connected together (without the line section in between) [Figure 25 c)]
- “Line”: Measuring the complex values S_{11} , S_{12} , S_{21} , S_{22} with the line section introduced [Figure 25 d)]

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

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

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

9.5 CMAD performance (degradation) check using spectrum analyser (SA) and tracking generator (TG)

The complex S-parameters of a CMAD cannot be measured without using a VNA. However, VNA instruments may not be available in all EMC test laboratories. For laboratories that do not have access to VNA instruments, a simpler method to check the functioning of a CMAD is defined in this subclause, using a spectrum analyser with tracking generator. This instrumentation set-up measures only the magnitude of the insertion loss, but this measured value will not be directly related to the S-parameters measured at the reference planes shown in Figure 21. Nonetheless, an EMC laboratory can periodically repeat the same insertion loss measurement with their in-house test set-up, using the exact same conditions (impedance and geometry of the test set-up), and record and compare the history of the results to decide whether the CMAD is still in acceptable condition. Degradation of CMAD performance can be detected in this way. If some degradation becomes apparent, a reference measurement shall be performed using a VNA with the TRL calibration method of 9.4.

Any adaptor construction (Figures 22 to 24) can be used for this performance/degradation check. To avoid resonance effects in cables between test jig and measurement instrument, it is necessary to include two 10 dB attenuators close to the test jig connection during this performance check.

When 50 Ω adaptors are used (Figure 22), the insertion loss measurement for the performance/degradation check is the difference in dB between attenuation measurements for the following two configurations:

- a) Configuration 1: direct connection of the two attenuators without the test jig.
- b) Configuration 2: the two attenuators connected to the test jig with the CMAD included.

If matching adaptors (Figure 23 or Figure 24) are used, the insertion loss measurement for the degradation check is the difference between the attenuation measured for the following two configurations:

- a) Configuration 1: the two attenuators connected to the test jig without the CMAD (empty jig);
- b) Configuration 2: the two attenuators connected to the test jig with the CMAD included.

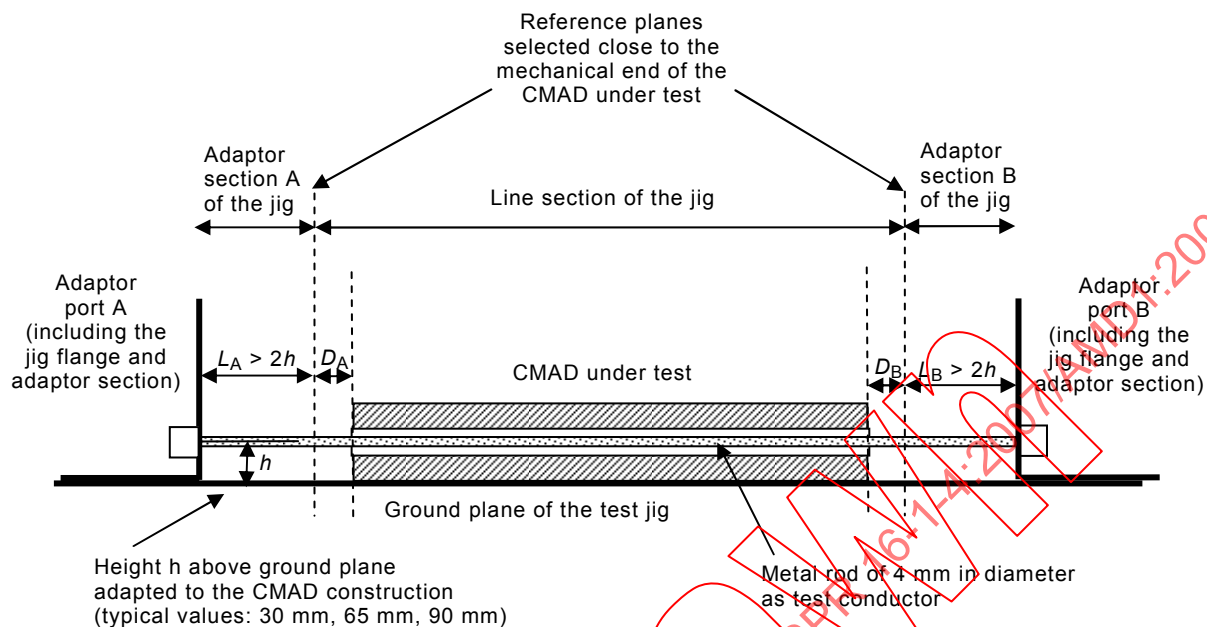
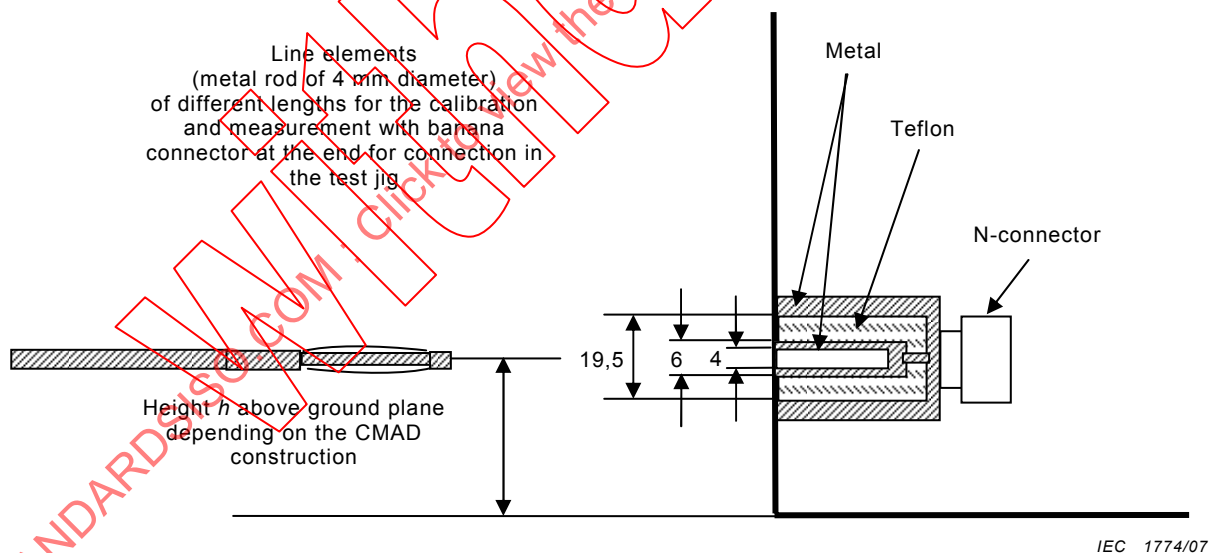


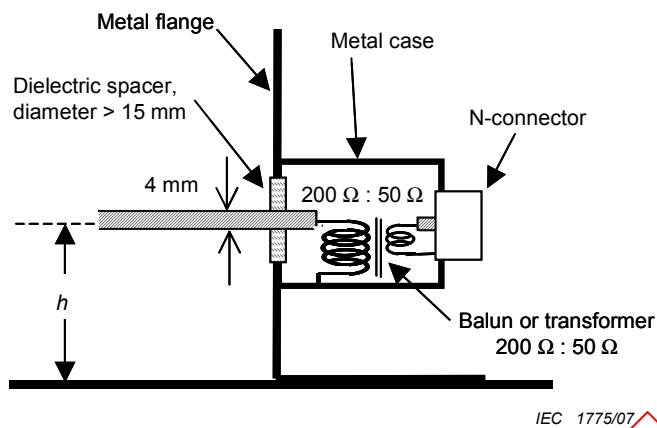
Figure 21 – Definition of the reference planes inside the test jig

Dimensions in mm



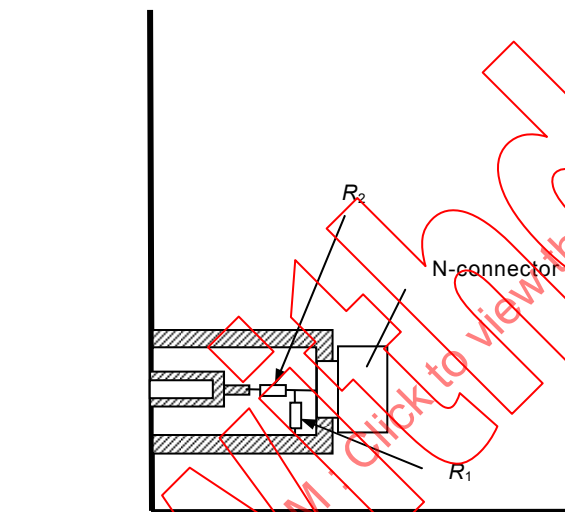
The bottom sides of the vertical flange have to be electrically bonded to the metallic ground plane

Figure 22 – Example of a 50 Ω adaptor construction in the vertical flange of the jig



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

Figure 23 – Example of a matching adaptor with balun or transformer

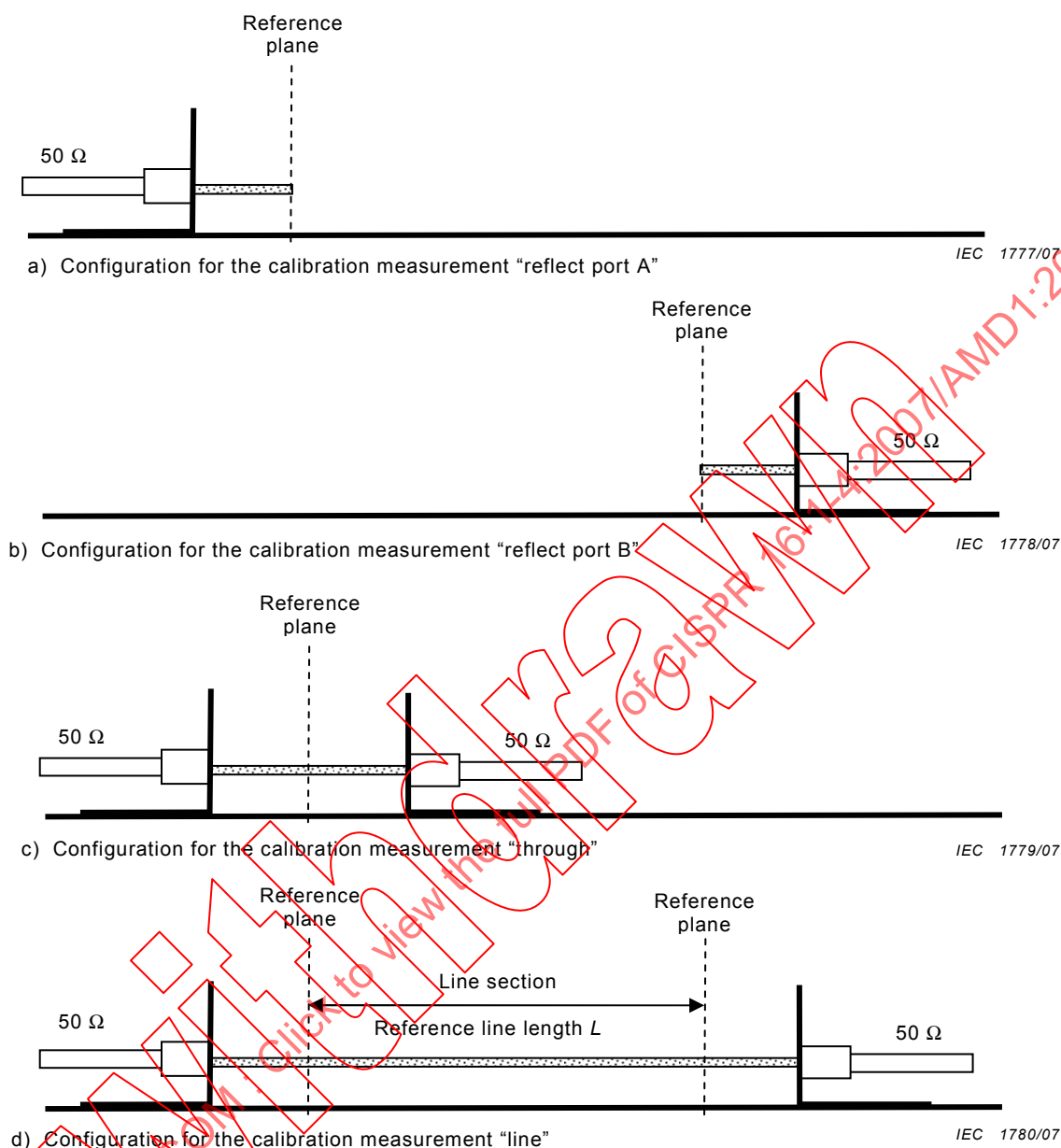


$$R_1 = 50 \sqrt{\frac{Z_{0_jig}}{Z_{0_jig} - 50}} \quad \Omega$$
$$R_2 = \sqrt{Z_{0_jig} (Z_{0_jig} - 50)} \quad \Omega$$

<i>h</i> mm	<i>Z</i> _{0_jig} Ω	<i>R</i> ₁ Ω	<i>R</i> ₂ Ω
30	204	57,6	177,3
65	248	56,0	221,6
90	270	55,4	243,7

IEC 1776/07

Figure 24 – Example of a matching adaptor with resistive matching network



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

Figure 25 – The four configurations for the TRL calibration

A.1 Introduction

Replace the existing text by the following:

Various CISPR publications specify particular antennas to be used in making measurements. Other types of antennas can be used provided the results are equivalent to those obtained with the specified antenna. The comparison of these antennas to the specified antennas will be aided by listing appropriate parameters. These parameters shall be specified as part of any CISPR acceptance of a new antenna type. Antenna manufacturers shall also use this information as guidance in specifying the most useful aspects of antennas used for radiated emissions measurements. Manufacturers are recommended to supply generic information on each antenna model including the following parameters: free-space antenna factor into a 50 Ω system, return loss, radiation patterns at sufficient frequency intervals to indicate significant changes (which include beamwidth information), and frequency dependent uncertainty values to account for the deviation from free-space antenna factor caused by mutual coupling to a ground plane when the antenna is scanned in height between 1 m and 4 m.

Insert the following new Clauses A.2 and A.3.

A.2 Preferred antennas

If there is an alleged non-compliance to the E-field limit, the value measured by a low-uncertainty antenna is preferred. A low-uncertainty antenna is one with which the field strength on a CISPR test set-up can be measured with a lower uncertainty than is required for other antennas that meets the field strength accuracy criterion of 4.1. The low-uncertainty antennas are described in A.2.2.

A.2.1 Calculable antenna

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

A.2.2 Low-uncertainty antennas

Low-uncertainty antennas are the biconical and LPDA antennas, whose basic parameters are described in the next paragraph. They are broadband and have reasonable sensitivity, i.e. their antenna factors are not too high. Calculable dipoles can be used and potentially have the lowest uncertainty. The cross-polar response shall meet requirements in 4.4.4 and any balun shall meet the requirements indicated in 4.4.3. The antenna factor shall be determined by a calibration laboratory that provides traceability to national standards, and is selected to minimize the uncertainty of antenna factor determination.

Approved types are the biconical antenna used over the frequency range 30 MHz to 250 MHz and the LPDA antenna over the range 250 MHz to 1 GHz. The reasons for this cross-over frequency are that the LPDA antenna has a phase centre error due to its length, which is reduced by starting at 250 MHz, and most biconical antennas are affected by a resonance above 290 MHz, and exhibit radiation pattern distortion above 260 MHz, unless the open structure elements (portable or collapsible) are used. The cross over frequency between biconical and LPDA antennas can be between 200 MHz and 250 MHz, with a slight increase in phase centre uncertainties associated with LPDA antennas below 250 MHz. The hybrid antenna, which covers the whole frequency band 30 MHz to 1 000 MHz, is not a preferred type because the uncertainties are higher than for biconical and LPDA antennas, mainly because of the greater length of the antenna, especially when used at a distance of 3 m from the source (as opposed to 10 m).

The low-uncertainty biconical antenna has a an element tip-to-tip length of approximately $1,35 \text{ m} \pm 0,03 \text{ m}$ (depending on balun width), 6 wire elements emanating in a cone shape, with a broadest diameter of approximately 0,52 m. The balun shall be a 200 Ω design (200 Ω to 50 Ω transformer ratio), which ensures better sensitivity at 30 MHz and lower mutual coupling with the environment.

NOTE The biconical antenna is based on the original in MIL STD 461A¹⁾, designed to operate from 20 MHz to 200 MHz. The collapsible element design gives better performance than the closed "cage" element design above 250 MHz.

The low-uncertainty LPDA is designed to have a lowest frequency of 200 MHz (i.e., the longest element is resonant at 200 MHz, approximately 0,75 m) and a length of $0,75 \text{ m} \pm 0,12 \text{ m}$, between the longest and shortest elements, the latter being resonant above 1 GHz. The reason for not having the longest element at 250 MHz is that it is not bounded by an array and the radiation pattern is distorted. The antenna length of 0,75 m distinguishes it from antennas of twice the length that achieve a higher gain but will have a greater phase centre error, and antennas of less than 0,6 m in length that are not likely to have an antenna factor that increases smoothly and monotonically with frequency (with any sharp rises in antenna factor deviating by no more than 1,5 dB from a regression line across the whole frequency range).

A.3 Simple dipole antennas

If a laboratory is not able to get an antenna calibrated, an alternative is to use a dipole antenna, either in the form of a calculable dipole or a tuned dipole. A tuned dipole is relatively simple to construct and gives a low uncertainty for field strength measurement comparable to the antennas described in A.2. The antenna factors of a tuned dipole shall be verified either by a laboratory that provides traceability to National Standards and tries to minimise the uncertainty of antenna factor determination, or by measuring the site insertion loss between a pair of similar dipoles above a ground plane (that conforms to Annex D) and comparing it with the calculated coupling, allowing for the loss of the baluns - see Annex C of CISPR 16-1-5. A drawback of the tuned dipole is its long length at the lower end of the frequency range, for example it is 4,8 m long at 30 MHz, which at a measurement distance of 3 m will result in errors caused by amplitude and phase gradients. Also a dipole is most sensitive to its surroundings when it is tuned, so that the mutual impedance with its image in the ground plane can change the antenna factor by up to 6 dB for a horizontally polarised 30 MHz dipole scanned in height from 1 m to 4 m above a ground plane. For this reason a shortened dipole tuned to 80 MHz is recommended for use below 80 MHz.

A.3.1 Tuned dipole

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

$$AF \text{ (dB)} = 20 \log f_M - 31,4$$

where f_M is the frequency in MHz.

Because the tuned dipole is more sensitive to its surroundings than a broadband antenna (except at its resonant frequency, excluding LPDAs) it is unlikely that the overall uncertainty in the use of a tuned dipole will be less than that of the low-uncertainty antennas of 4.4.1.

¹⁾ MIL-STD-461A: Electromagnetic Interference (EMI) Characteristics Requirements for Equipment

A.3.2 Shortened dipole

A dipole shorter than a half wavelength may be used provided:

- a) the total length is greater than $1/10$ of a wavelength at the frequency of measurement;
- b) it is connected to a cable sufficiently well matched at the receiver end to ensure a return loss at the cable input of greater than 10 dB. The calibration shall take account of the return loss;
- c) it has a polarization discrimination equivalent to that of a tuned dipole (see 4.4.2). To obtain this, a balun may be helpful;
- d) for determination of the measured field strength, a calibration curve (antenna factor) is determined and used in the measuring distance (i.e., at a distance of at least three times the length of the dipole);

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

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

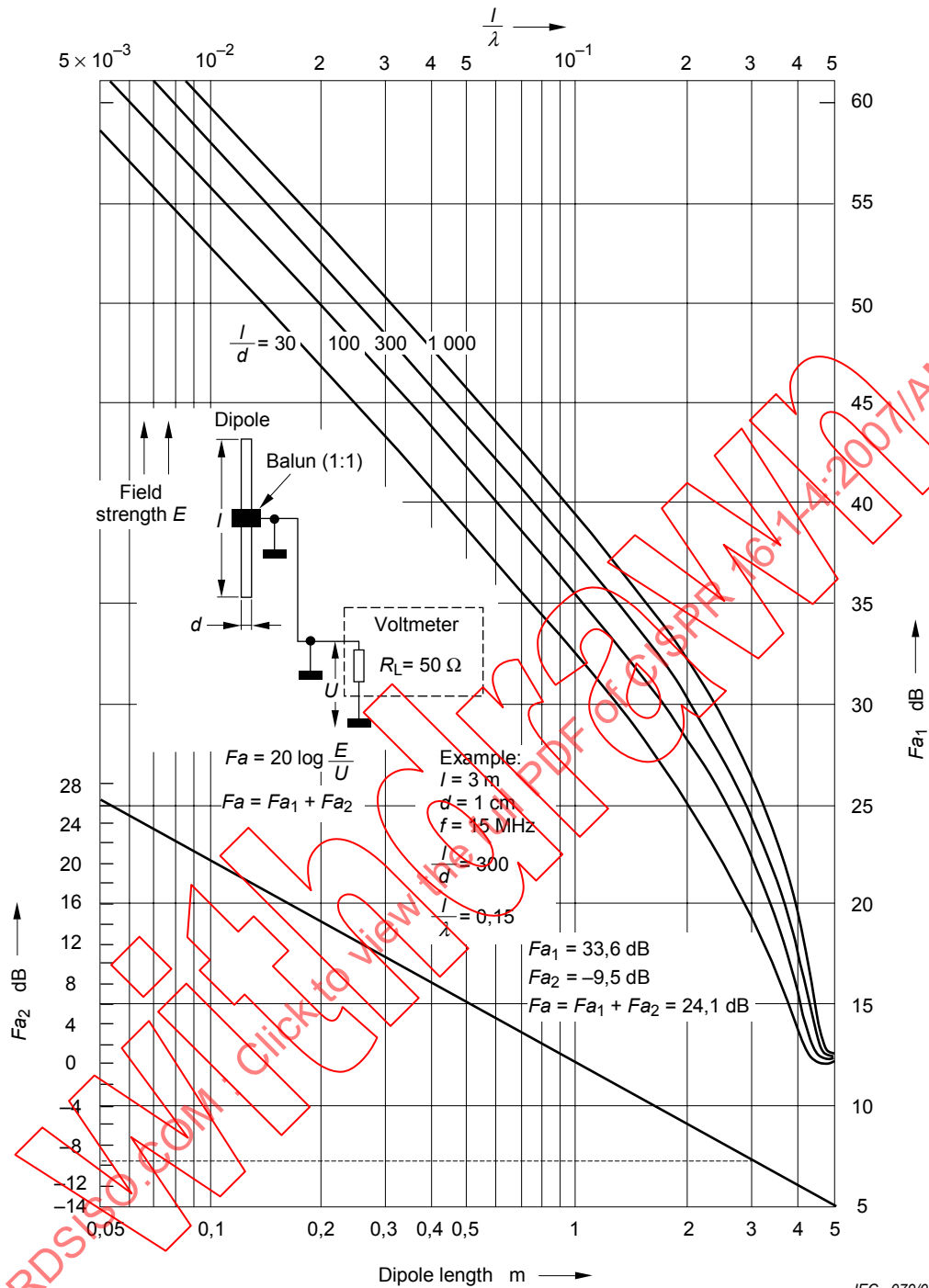


Figure A.1 – Short dipole antenna factors for $R_L = 50 \Omega$ (refer to A.3.2.d), Note)

Renumber the existing Clause A.2 as Clause A.4 and renumber its subclauses accordingly.

A.2 Broadband antenna parameters (renumbered A.4)

Replace the third sentence, “The impedances of such antennas are typically comprised of both real and imaginary impedances.” by “The input impedance of such antennas typically is a complex quantity.”

A.2.1 Antenna type (renumbered A.4.1)

Amend the text to read as follows:

The following subclauses describe the physical parameters of broadband antennas that should be provided. Note that some parameters may not apply to every antenna.”

A.2.1.5 Connector type (renumbered A.4.1.5)

Add the following new sentence: “Specify the pin depth tolerance and state that it should be verified with a pin-depth gauge.”

A.2.1.6 Balun type (renumbered A.4.1.6)

Add the following new sentence: “Specify the balun transformer ratio.”

A.2.2.2.2 Antenna factor (renumbered A.4.2.2.2)

Add the following new sentence: “Antenna calibration procedures are under consideration and being prepared for CISPR 16-1-5.”

A.2.2.3 Directivity and pattern for linearity polarization (renumbered A.4.2.3)

Replace, in the title, the word “linearity” by “linear”.

Amend the text to read as follows:

Specify antenna pattern and directivity in degrees with a polar plot in both the E and H planes at a sufficient number of frequencies that show any significant change with frequency. For less directional antennas, specify the front-to-back ratio in decibels. If omnidirectional, for example a Hertzian dipole pattern, so state.

A.2.2.4 Return loss and impedance (renumbered A.4.2.4)

Replace the existing text with the following:

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

A.2.2.6 Power handling (renumbered A.4.2.6)

Amend the text to read as follows:

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

A.2.3.1 Method of calibration for emission measurements (renumbered A.4.3.1)

Amend the Note to read as follows:

NOTE For immunity measurements, field strength calibrations are generally made using a calibrated receiving antenna or a field probe located at the place of the appliance being subjected to the radiation. Hence, no calibrations are required on the transmit antenna.

A.2.3.3 Accuracy of calibration (renumbered A.4.3.3)

Amend the text to read as follows:

Specify the uncertainty of the calibration in $\pm$ decibels. Indicate the worst case uncertainty and the portion of the frequency band where that occurs.

A.2.4.2 (renumbered A.4.4.2)

Add, to item c), the following new sentence

State if power handling is limited by arcing across non-welded antenna element connections.

STANDARDSISO.COM . Click to view the full PDF of CISPR 16-1-4:2007/AMD1:2007

Withdrawn

AVANT-PROPOS

Le présent amendement a été établi par le sous-comité A du CISPR: Mesures des perturbations radioélectriques et méthodes statistiques.

Le texte de cet amendement est issu des documents suivants:

FDIS	Rapport de vote
CISPR/A/750/FDIS	CISPR/A/760/RVD

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

Le comité a décidé que le contenu de cet amendement et de la publication de base ne sera pas modifié avant la date de maintenance indiquée sur le site web de la CEI sous "<http://webstore.iec.ch>" dans les données relatives à la publication recherchée. A cette date, la publication sera

- reconduite,
- supprimée,
- remplacée par une édition révisée, ou
- amendée.

INTRODUCTION

Dans cet amendement, l'utilisation d'une antenne constituée par un doublet symétrique (doublet accordé du CISPR) comme référence physique pour les mesures des émissions rayonnées dans la gamme de fréquences entre 30 MHz et 300 MHz est supprimée. A la place, il est exigé que dans cette gamme de fréquences, la grandeur à mesurer soit le champ électrique qui peut être déterminé en utilisant différents types d'antennes, sous réserve que le facteur d'antenne et l'incertitude associée soient connus.

Cette modification fondamentale de la grandeur à mesurer dans la gamme de fréquences comprise entre 30 MHz et 300 MHz a fait l'objet de recherches et de discussions approfondies au sein du CISPR A et aligne cette grandeur avec la grandeur à mesurer qui s'applique déjà pour le reste de la gamme de fréquences entre 9 kHz et 1 GHz et en fait au-delà de 1 GHz. La décision de procéder à cette modification est justifiée par les résultats obtenus à un questionnaire. Des informations plus détaillées sur la justification de la décision consistant à introduire la grandeur à mesurer 'champ électrique' à la place des doublets de référence du CISPR sont données dans le rapport du cycle de maintenance du CISPR, CISPR/A/541/MCR.

Le document CISPR/A/541/MCR explique qu'il n'y a plus besoin de doublet de référence CISPR compte tenu des améliorations intervenues dans l'étalonnage des antennes utilisées pour les essais de conformité de CEM et de la mise en œuvre croissante de systèmes qualité dans les laboratoires d'essai et d'étalonnage conformes à l'ISO 17025. En outre, l'Article 4 de la CISPR 16-1-4 couvre la gamme de fréquences entre 9 kHz et 1 GHz et une antenne de référence est spécifiée uniquement pour la gamme de 30 MHz à 300 MHz, ce qui semble faire de cette gamme de fréquences une exception à la règle générale.

En d'autres termes, la plupart des mesures de grandeurs physiques sont réalisées avec un appareil se référant à des normes nationales. Il n'est pas nécessaire que la mesure du champ électrique dans la gamme de fréquences entre 30 MHz et 300 MHz ne suive pas ce même principe, en particulier lorsque l'application d'une telle antenne de référence physique peut générer une incertitude plus importante pour la grandeur à mesurer prévue qu'une antenne à

large bande étalonnée en suivant les règles normales. En outre, à l'heure actuelle, le doublet de référence CISPR est rarement utilisé en pratique car il est mal adapté du point de vue opérationnel (trop long à mettre en œuvre). La nouvelle grandeur à mesurer est le champ électrique tel qu'il est défini par le niveau limite en dB μ V/m et comme exigé par la méthode de mesure. Si plusieurs opérateurs suivent la même méthode de mesure, mettant en œuvre des antennes étalonnées, un degré élevé de reproductibilité est assuré.

Une des conséquences de l'utilisation d'une antenne constituée d'un doublet accordé comme référence est que les incertitudes de l'antenne dans le CISPR 16-4-2 exigent que le champ mesuré par une antenne à large bande fasse référence à la valeur qui aurait été mesurée en utilisant un doublet accordé. Les ramifications dépendraient de la différence des diagrammes de rayonnement et du couplage mutuel d'un doublet comparé à une antenne à large bande (y compris la dépendance par rapport à la hauteur du facteur d'antenne). Cette pratique peut réellement donner des incertitudes de mesure CEM plus élevées que dans le cas du champ obtenu avec l'antenne à large bande étalonnée dans le respect de la traçabilité. La relation du comportement de l'antenne à large bande habituellement utilisée avec le doublet accordé très rarement utilisé dans les notes sur le budget d'incertitude de la CISPR 16-4-2 exige une connaissance de spécialiste pour être comprise.

Page 2

SOMMAIRE

Ajouter, à la page 4, à la liste des figures les nouveaux titres suivants:

Figure 20 – Représentation schématique du rayonnement de l'appareil en essai atteignant une antenne log-périodique à doublet et via des réflexions sur le sol sur un site de 3 m, présentant la moitié de l'ouverture de faisceau, φ , au niveau du rayon réfléchi

Figure 21 – Définition des plans de référence à l'intérieur du montage d'essai

Figure 22 – Exemple d'une conception d'adaptateur de 50 Ω dans le flasque vertical du montage

Figure 23 – Exemple d'adaptateur d'impédance avec symétriseur ou transformateur

Figure 24 – Exemple d'adaptateur d'impédance avec réseau résistif

Figure 25 – Les quatre configurations pour l'étalonnage TRL

Page 14

3 Termes et définitions

3.5 antenne

Remplacer la Note 2 existante par la nouvelle note ci-dessous.

NOTE 2 Ce terme couvre divers dispositifs tels que l'antenne filaire, le doublet résonant en espace libre et l'antenne hybride.

3.8

affaiblissement de site

Remplacer, à la page 17, le texte existant de cette définition par ce qui suit:

Affaiblissement de site minimal mesuré entre deux antennes adaptées en polarisation situées sur un emplacement d'essai lorsqu'une antenne est déplacée verticalement sur une plage de hauteurs spécifiée et que l'autre est placée à une hauteur fixe

3.9

antenne d'essai

Supprimer la définition 3.9 existante et la remplacer par la nouvelle définition de l'affaiblissement d'insertion de site, comme suit:

3.9

affaiblissement d'insertion de site

affaiblissement entre une paire d'antennes placées à des positions spécifiées sur un site d'essai lorsqu'une connexion électrique directe entre la sortie du générateur et l'entrée du récepteur est remplacée par des antennes d'émission et de réception placées aux positions spécifiées

3.12

emplacement d'essai en quasi espace libre

Remplacer la définition 3.12 existante par la nouvelle définition suivante

3.12

site d'essai en quasi espace libre

installation pour les mesures d'émissions rayonnées, ou pour l'étalonnage d'antenne destiné à réaliser des conditions d'espace libre. Les réflexions indésirables provenant de l'environnement sont maintenues à un niveau minimal afin de satisfaire au critère d'acceptation de site applicable à la mesure d'émission rayonnée ou à la procédure d'étalonnage d'antenne considérées

Ajouter, après la définition 3.13, les nouvelles définitions suivantes:

3.14

réponse en polarisation croisée

mesure de la réjection par l'antenne du champ à polarisation croisée lorsque l'antenne subit une rotation dans un champ électromagnétique uniforme

3.15

antenne hybride

antenne log-périodique à doublet conventionnelle à élément filaire à bras rallongé à l'extrémité du circuit ouvert pour ajouter un doublet à large bande (par exemple, biconique ou panneau), de manière que le symétriseur infini (bras) de l'antenne log-périodique à doublet serve de source de tension pour le doublet à large bande. Normalement, une self de choc en mode commun est utilisée à cette extrémité du bras pour minimiser les courants RF parasites (non voulus) sur le conducteur extérieur du câble coaxial qui pénètrent dans le récepteur

3.16

antenne à faible incertitude

antenne biconique ou log-périodique robuste de bonne qualité, dont le facteur d'antenne est reproductible avec une valeur meilleure que $\pm 0,5$ dB, utilisée pour la mesure du champ E en un point défini de l'espace

NOTE Elle est décrite plus en détails en A.2.2.

3.17**chambre semi-anéchoïque
semi-anechoic chamber – SAC**

enceinte blindée dans laquelle cinq des six surfaces internes sont recouvertes d'un matériau absorbant l'énergie radioélectrique (c'est-à-dire un absorbant RF), qui absorbe l'énergie électromagnétique dans la gamme de fréquences considérée, et la surface horizontale de la base est un plan de sol conducteur destiné à être utilisé avec les montages d'essai dans les sites en champ libre (OATS)

3.18**dispositif d'absorption en mode commun** (*common mode absorption device – CMAD*)
CMAD

dispositif qui peut être appliqué sur des câbles à leur sortie du volume d'essai au cours des mesures d'émissions rayonnées pour réduire l'incertitude de conformité

3.19**perte d'insertion**

perte due à l'insertion d'un dispositif dans une ligne de transmission, exprimée comme le rapport des tensions mesurées au point d'insertion d'un matériel en essai, avant et après l'insertion de celui-ci. Elle est égale à l'inverse du paramètre-S de transmission, $|1/S_{21}|$

3.20**coefficient de réflexion**

rapport d'une grandeur commune entre ondes progressives réfléchies et incidentes. Ainsi, le coefficient de réflexion en tension est défini comme le rapport de la tension complexe de l'onde réfléchie sur la tension complexe de l'onde incidente. Le coefficient de réflexion en tension est égal au paramètre de dispersion S_{11}

3.21**méthode d'étalonnage “short-open-load-through” (SOLT) ou “through-open-short-match” (TOSM)**

méthode d'étalonnage pour analyseur de réseau vectoriel utilisant trois impédances de référence connues – court-circuit, circuit ouvert, et charge adaptée, et une norme de transmission unique – connexion directe. La méthode SOLT est largement utilisée et les kits d'étalonnage nécessaires avec des composants d'impédance caractéristique de 50 Ω sont très répandus. Un modèle complet de correction d'erreur pour deux accès comprend six termes d'erreur pour chacune des voies, transmission et réflexion, soient douze termes d'erreur distincts au total, ce qui exige douze mesures de référence pour réaliser l'étalonnage

3.22**paramètres de dispersion (paramètres-S)**

jeu de quatre paramètres utilisés pour décrire les propriétés d'un réseau à deux accès inséré dans une ligne de transmission

3.23**étalonnage “through-reflect-line” (TRL)**

méthode d'étalonnage pour un analyseur de réseau vectoriel (VNA) utilisant trois références d'impédance connues “de transmission”, “de réflexion” et “de ligne” pour l'étalonnage interne ou externe du VNA. Quatre mesures de référence sont nécessaires pour cet étalonnage

3.24**analyseur de réseau vectoriel****VNA** (*vector network analyser*)

analyseur de réseau capable de mesurer des valeurs complexes des quatre paramètres-S, S_{11} , S_{12} , S_{21} , S_{22}

4 Antennes pour la mesure des perturbations radioélectriques rayonnées

Ajouter la phrase suivante au début du premier alinéa:

Des antennes du type de celles qui sont utilisées pour les mesures des émissions rayonnées, ayant été étalonnées, doivent être utilisées pour mesurer le champ, en tenant compte de leurs diagrammes de rayonnement et du couplage mutuel avec leurs environnements.

Dans le deuxième alinéa, remplacer la première phrase "L'antenne doit être essentiellement polarisée dans un plan." par "L'antenne doit être polarisée linéairement"

Dans la troisième phrase du deuxième alinéa, après "au-dessus du sol" ajouter "ou au-dessus de l'absorbant dans une chambre totalement anéchoïque (FAR)".

4.1 Précision des mesures de champs

Remplacer le titre existant par le nouveau titre suivant:

4.1 Paramètres physiques pour les mesures des émissions rayonnées

Ajouter l'alinéa suivant au début du paragraphe:

Le paramètre physique, pour les mesures des émissions rayonnées faites par rapport à une limite d'émission exprimée en volts par mètre, est le champ E mesuré en un point défini de l'espace par rapport à la position de l'appareil en essai. De manière plus spécifique, pour les mesures dans la gamme de fréquences de 30 MHz à 1 000 MHz sur un site en champ libre (OATS) ou dans une chambre semi anéchoïque (SAC), la grandeur à mesurer est le champ maximal en fonction des polarisations horizontale et verticale et à des hauteurs comprises entre 1 m et 4 m, et à une distance horizontale de 10 m de l'appareil en essai, tandis que cet appareil subit une rotation selon tous les angles du plan azimutal.

4.2.1 Antenne magnétique

Supprimer la dernière phrase du premier alinéa de la Note, à savoir: "Cette hypothèse est justifiée... Le niveau H en dB(μ A/m)."

Supprimer également le deuxième alinéa de la Note: "Il convient de bien comprendre que le rapport entre E et H déterminé ci-dessus ne s'applique qu'aux conditions de champ lointain".

4.2.2 Symétrisation de l'antenne

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

4.2.2 Blindage de l'antenne cadre

Un blindage inapproprié d'une antenne cadre peut donner lieu à une réponse de champ E. La discrimination du champ E de l'antenne doit être évaluée par une rotation de l'antenne dans un champ uniforme, de manière que le plan du cadre reste parallèle au vecteur du champ E. Lorsque le plan de l'antenne cadre est perpendiculaire au flux magnétique et qu'ensuite l'antenne subit une rotation de manière que son plan soit parallèle au flux magnétique, la réponse mesurée doit décroître d'au moins 20 dB.

4.3.1 Antenne électrique

Supprimer, au second alinéa, les mots "longueur de 1 m" et ajouter la phrase suivante: « L'annexe B indique que le facteur d'antenne obtenu avec la méthode ECSM (Equivalent Capacitor Substitution Method) présente des incertitudes plus élevées pour les longueurs unipolaires supérieures à un huitième d'une longueur d'onde. »

Supprimer le troisième alinéa, à savoir: "Lorsque la distance.....10% de la distance".

4.3.3 Symétrisation de l'antenne

Remplacer le titre existant par le nouveau titre suivant:

4.3.3 Réponse en polarisation croisée de l'antenne.

Modifier le texte comme suit:

Si une antenne électrique symétrique est utilisée, elle doit être conforme aux exigences du 4.4.3. Si une antenne magnétique symétrique est utilisée, elle doit être conforme aux exigences du 4.2.2.

4.4 Gamme de fréquences de 30 MHz à 300 MHz

Remplacer le titre existant par le nouveau titre suivant:

4.4 Bande de fréquences de 30 MHz à 1 000 MHz

Après le titre de 4.4, ajouter le texte suivant:

Dans cette gamme de fréquences, les mesures concernent le champ électrique, c'est pourquoi les antennes magnétiques ne sont pas incluses. L'antenne doit être une antenne analogue à un doublet conçue pour mesurer le champ électrique. On peut y inclure les doublets accordés, dont les paires d'éléments sont soit des fouets droits soit de forme conique et les doublets réseau comme les antennes log-périodique à doublet, comprenant une série de jeux échelonnés d'éléments de fouet droits et des antennes hybrides.

4.4.1 Antenne électrique

Supprimer la totalité de ce paragraphe, y compris 4.4.1, 4.4.1.1, 4.4.1.2 et 4.4.1.3.

Ajouter un nouveau paragraphe 4.4.1:

4.4.1 Antenne à faible incertitude pour utilisation en l'absence de non-conformité présumée du champ E

Pour une incertitude de mesure inférieure, la valeur du champ E mesurée par une antenne biconique type ou une antenne log-périodique à doublet est préférable, en particulier à celle mesurée par des antennes hybrides. Les antennes types biconiques et log-périodiques à doublet sont définies dans l'Annexe A et seules les antennes étalonnées doivent être utilisées.

NOTE 1 Des incertitudes améliorées sont obtenues en utilisant l'antenne biconique dans la gamme de fréquences de 30 MHz à 250 MHz et l'antenne log-périodique à doublet dans la gamme de fréquences de 250 MHz à 1 GHz. Sinon, une fréquence de transfert de 200 MHz peut être utilisée mais les incertitudes dues aux variations de centre de phase de l'antenne log-périodique seront supérieures et doivent être incluses dans les incertitudes de mesure des émissions rayonnées consignées.

NOTE 2 L'incertitude de mesure des émissions rayonnées provenant de l'appareil en essai dépend de nombreux facteurs d'influence différents comme la qualité de l'emplacement, l'incertitude du facteur d'antenne, le type d'antenne et les caractéristiques du récepteur de mesure. La raison qui prévaut à la définition d'antennes à faible incertitude est de limiter d'autres influences d'antenne sur l'incertitude de mesure, comme l'effet du couplage mutuel avec un plan de sol, le diagramme de rayonnement par rapport au balayage de la hauteur et à la position variable du centre de phase. La vérification des effets de ces influences est une comparaison des valeurs lues des deux antennes à la fréquence de commutation choisie, qui devrait donner la même valeur de champ E dans les limites d'une marge de ± 1 dB.

Ajouter le nouveau paragraphe 4.4.2 suivant :

4.4.2 Caractéristiques d'antenne

Puisque, pour les fréquences de la bande de 300 MHz à 1 000 MHz, la sensibilité d'un doublet simple est faible, on peut utiliser une antenne plus complexe. Une telle antenne doit satisfaire aux exigences suivantes.

- L'antenne doit être polarisée linéairement, ce qui doit être contrôlé en appliquant la procédure d'essai de polarisation croisée du 4.4.4.
- Les antennes à doublets symétriques, comme les doublets accordés et les antennes biconiques, doivent présenter des performances de symétriseur validées, ce qui doit être contrôlé en appliquant la procédure d'essai de symétrie du 4.4.3. Ceci s'applique aussi aux antennes hybrides en dessous de 200 MHz.
- On prendra comme hypothèse un site d'essai avec un plan de sol. L'amplitude du signal reçu sera réduite si l'un ou l'autre signal ou les deux signaux direct et réfléchi par le sol de l'appareil en essai (EUT) vers l'antenne n'entrent pas dans le lobe principal du diagramme de rayonnement de l'antenne à sa valeur de crête. La valeur de crête est habituellement dans le sens de l'axe de visée de l'antenne. Cette réduction de l'amplitude est considérée comme une erreur de l'émission rayonnée: la tolérance d'incertitude qui s'ensuit est fondée sur l'ouverture de faisceau, 2φ , voir la Figure 20.

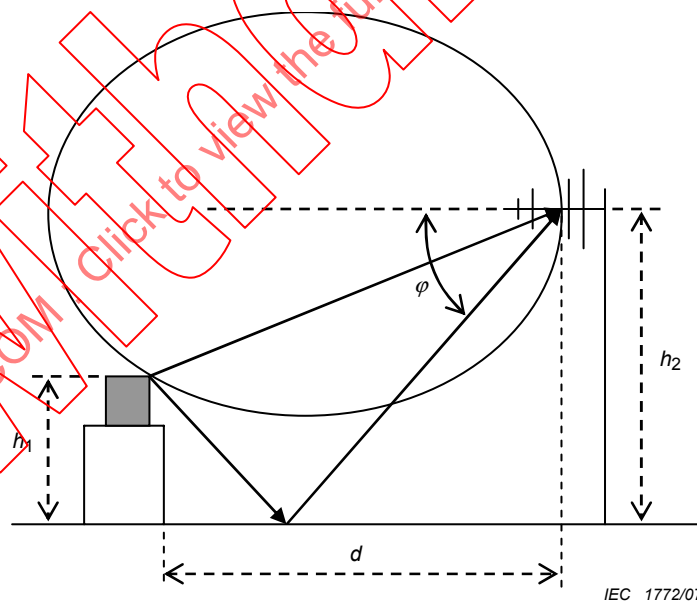


Figure 20 – Représentation schématique du rayonnement de l'appareil en essai atteignant une antenne log-périodique à doublet directement et via des réflexions sur le sol sur un site de 3 m, présentant la moitié de l'ouverture de faisceau, φ , au niveau du rayon réfléchi

Les conditions pour s'assurer que cette erreur n'est pas supérieure à +1dB sont données ci-dessous au 1) pour un site de 10 m et au 2) pour un site de 3 m. En variante, une condition fondée sur le gain d'antenne est donnée dans le 3) afin de s'affranchir des conditions laborieuses avec le diagramme de rayonnement.

Des mesures d'émission sont réalisées avec l'antenne en polarisation horizontale et verticale. Si l'on choisit de mesurer les diagrammes de rayonnement suivant un seul plan, les diagrammes plus étroits doivent être utilisés, comme suit: le diagramme de l'antenne doit être vérifié dans le plan horizontal lorsque celle-ci est orientée en polarisation horizontale.

- 1) Pour un site en champ libre (OATS) de 10 m ou une Chambre semi-anéchoïque (SAC), la réponse de l'antenne en direction du rayon direct diffère de façon négligeable de l'amplitude suivant l'axe de visée, lorsque l'antenne est alignée de sorte que son axe de visée soit parallèle au plan de sol. La composante de directivité de l'incertitude dans la mesure d'émission peut être maintenue inférieure à 1 dB si la réponse de l'antenne en direction du rayon réfléchi n'est pas inférieure de plus de 2 dB à la réponse suivant l'axe de visée de l'antenne. Afin de vérifier cette condition, l'ouverture totale du faisceau vertical 2φ de l'antenne de mesure, à l'intérieur de laquelle le gain d'antenne reste inférieur à 2 dB de sa valeur maximale, doit être telle que:

$$\varphi > \tan^{-1} [(h_1 + h_2)/d]$$

- 2) Pour des sites offrant une distance de mesure inférieure à 10 m, l'ouverture totale du faisceau vertical 2φ de l'antenne de mesure, à l'intérieur de laquelle le gain d'antenne reste inférieur à 1 dB de sa valeur maximale, doit être telle que:

$$2\varphi > \tan^{-1} [(h_1 + h_2)/d] - \tan^{-1} [(h_1 - h_2)/d]$$

où:

h_1 est la hauteur de l'appareil en essai;

h_2 est la hauteur de l'antenne de mesure;

d est la distance horizontale entre le centre de phase de l'antenne de mesure et l'appareil en essai.

Si l'on n'a pas recours à l'inclinaison de l'antenne vers le bas susceptible de réduire les incertitudes associées, la sous-estimation du signal reçu doit être calculée, voir la Note, à partir des diagrammes de rayonnement et appliquée comme correction ou comme incertitude de directivité. Les exemples de budgets d'incertitude sont donnés dans la CISPR 16-4-2.

NOTE 1 En prenant pour hypothèse un diagramme de rayonnement de champ E normalisé à la valeur unité sur l'axe de visée (= valeur de crête du lobe principal), lire le champ E aux angles de déclinaison de l'antenne pour chacun des rayons directs, E_D , et réfléchis, E_R . L'erreur, comparée à un champ E d'amplitude unitaire pour chacun des rayons directs et réfléchis, est donnée en décibels par: $20\log (2/(E_D + E_R))$.

NOTE 2 La sous-estimation de l'intensité du signal due à une directivité réduite aux angles en dehors de l'axe de visée de l'antenne est une erreur systématique et peut de ce fait être corrigée. Si une correction est appliquée, à partir de la connaissance des diagrammes de rayonnement à chaque fréquence et polarisation, l'incertitude sur l'intensité du signal émis peut être réduite en conséquence.

- 3) Pour les types d'antenne à grande ouverture de faisceau utilisés pour les essais d'émissions rayonnées, telles que les antennes biconiques, log-périodiques à doublet et hybrides, l'ouverture de faisceau est inversement liée à la directivité de l'antenne. Une variante au critère fondé sur les ouvertures de faisceau en 1) et 2) ci-dessus, consiste à spécifier le gain maximal d'une antenne et à se référer aux tolérances d'incertitude génériques pour la composante de directivité dans le budget d'incertitudes pour un essai d'émissions. Les incertitudes génériques, fondées sur les ouvertures de faisceaux les plus étroites dans la plage de fréquences utilisée pour une antenne donnée, figurent dans la CISPR 16-4-2. Le gain isotropique maximal d'antenne pour des antennes biconiques doit être de 2 dB, et doit être de 8 dB pour les antennes log-périodiques à doublet (LPDA) et les antennes hybrides. Pour les types d'antennes LPDA en V, dont l'ouverture de faisceau en plan H est rendue égale à l'ouverture de faisceau en plan E, le gain isotropique admissible maximal doit être de 9 dB.

NOTE 3 Les incertitudes de directivité données dans la CISPR 16-4-2 (2004) peuvent être utilisées pour une séparation de 10 m, mais des incertitudes révisées sont nécessaires pour une séparation de 3 m.

- d) Le facteur d'adaptation de l'antenne avec le câble d'alimentation de l'antenne connecté ne doit pas être inférieur à 10 dB. Un atténuateur d'adaptation peut être intégré au câble d'alimentation des antennes si cela s'avère nécessaire pour satisfaire à cette exigence.
- e) Un facteur d'étalonnage doit être indiqué pour permettre de satisfaire aux exigences de 4.1.

Renommer le paragraphe 4.4.2 existant en paragraphe 4.4.3 et tous ses paragraphes en conséquence.

4.4.2.1 Introduction (renuméroté 4.4.3.1)

Supprimer le troisième alinéa: "Ce paragraphe traite de la contribution du symétriseur. La contribution a) est à l'étude (voir la dernière phrase de la Note 1 de 4.4.2.2)."

Renommer le paragraphe 4.4.3 existant en 4.4.4.

Dans le titre du paragraphe renuméroté 4.4.4, remplacer le mot "performance" par le mot "réponse"

Supprimer le paragraphe 4.5 existant.

Renommer le paragraphe 4.6 existant en 4.5.

4.6 Gamme de fréquences de 1 GHz à 18 GHz (renuméroté 4.5)

Remplacer la deuxième phrase du paragraphe renuméroté 4.5 par: "Celles-ci comprennent par exemple les antennes log-périodiques à doublet, les cornets à double strie, les cornets à gain standard."

Supprimer la Note.

Renommer le paragraphe 4.7 en paragraphe 4.6 et le paragraphe 4.7.1 en conséquence.

Page 46

5.7.1 Atténuation normalisée pour les autres emplacements d'essai

Dans la première phrase du quatrième alinéa, remplacer « ...est inférieure à 1 m... » par «... est d'au moins 1 m... ».

Page 50

Remplacer les Figures 6a et 6b existantes par les figures suivantes:

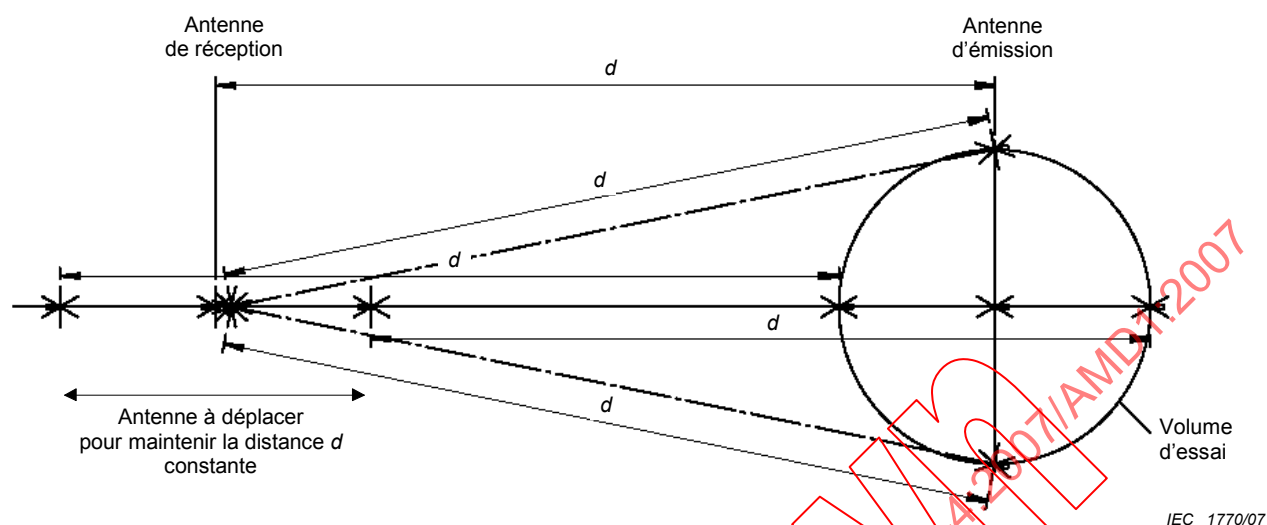


Figure 6a – Positions typiques d'antenne pour les mesures d'ANE en polarisation verticale des sites d'essai choisis comme alternative

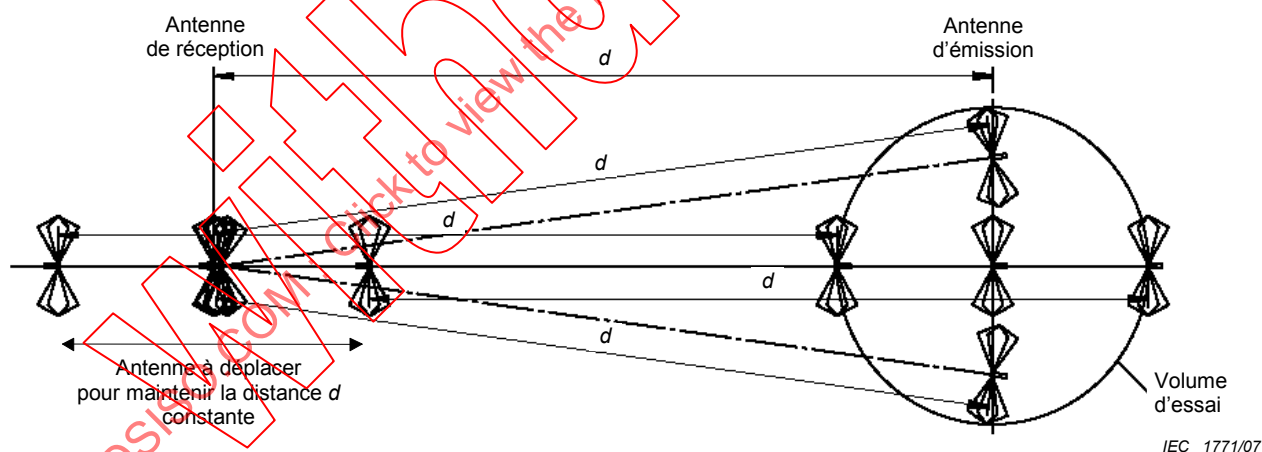


Figure 6b – Positions typiques d'antenne pour les mesures d'ANE en polarisation horizontale des sites d'essai choisis comme alternative

9 Dispositifs d'absorption de mode commun

9.1 Généralités

Les dispositifs d'absorption de mode commun (CMAD) sont appliqués sur les câbles à leur sortie du volume d'essai au cours d'une mesure d'émission rayonnée. Les CMAD sont utilisés

dans les mesures des émissions rayonnées pour réduire les variations des résultats de mesure entre différents sites d'essai, dues à des différences de valeurs d'impédance de mode commun et de symétrie au point où les câbles quittent le site d'essai (par exemple centre d'une table tournante). Les caractéristiques fondamentales des CMAD peuvent être exprimées en termes de paramètres-S. Des valeurs de performance dérivées telles que la perte d'insertion ou le coefficient de réflexion peuvent être déterminées à partir de ces paramètres-S. Cet article spécifie la méthode de mesure pour la vérification des paramètres-S d'un CMAD.

9.2 Mesures de paramètre-S de CMAD

Les paramètres-S mesurés dans un montage d'essai, comme cela est décrit en 9.3, sont utilisés pour caractériser les propriétés d'un CMAD. Les valeurs des paramètres-S complexes sont évaluées au niveau des plans de référence indiqués à la Figure 21. La méthode de référence pour la mesure des paramètres-S avec la précision la plus élevée possible utilise un analyseur de réseau vectoriel (VNA) et la méthode d'étalonnage TRL, telle qu'elle est décrite en 9.4.

9.3 Montage d'essai CMAD

Un montage d'essai utilisé pour la mesure des paramètres-S d'un CMAD en essai doit comporter une tige métallique cylindrique au-dessus d'un plan de sol métallique comme cela est représenté à la Figure 21. La tige métallique entre les flasques verticaux du montage d'essai se compose de trois sections: une section formant une ligne de transmission dans le montage entre les deux plans de référence et deux sections d'adaptation entre les plans de référence et les accès d'adaptateur.

Les effets sur la mesure d'un CMAD dus aux sections d'adaptation et aux accès d'adaptateur peuvent être éliminés en utilisant la méthode d'étalonnage TRL décrite en 9.4, ce qui permet d'obtenir une incertitude faible pour les mesures finales. Tout type d'adaptateur peut être utilisé pour les mesures du 9.4. Des exemples d'adaptateurs sont représentés aux Figures 22 à 24.

Le diamètre d de la tige cylindrique doit être de 4 mm. La hauteur au-dessus du plan de masse, h , est définie par les dimensions du CMAD. Les valeurs typiques sont 30 mm, 65 mm et 90 mm. La mesure doit être réalisée à la hauteur définie par la conception du CMAD. La distance entre le plan de référence et le flasque vertical du montage (section d'adaptation), L_A , doit être d'au moins $2h$ (voir Figure 21). Il convient que les distances entre les plans de référence et les extrémités de CMAD, D_A et D_B , soient aussi faibles que possible, mais qu'elles ne dépassent pas h . Le plan de masse métallique du montage d'essai doit avoir une longueur supérieure à $(L_{\text{montage}} + 4h)$ et une largeur supérieure à $4h$.

L'impédance caractéristique, $Z_{\text{réf}}$, est donnée par le diamètre interne de la ligne, d (définie à 4 mm), et par la hauteur du centre de la tige au-dessus du plan de sol, h :

$$Z_{\text{réf}} = \frac{Z_0}{2\pi} \cosh^{-1}\left(\frac{2h}{d}\right) \text{ in } \Omega \quad (17)$$

ou

Z_0 est l'impédance en espace libre (120π) en Ω ;

d est le diamètre du conducteur d'essai (défini comme égal à 4 mm);

h est la hauteur du centre du conducteur d'essai au-dessus du plan de masse.

EXEMPLE Les valeurs types de $Z_{\text{réf}}$ pour différentes hauteurs h sont:

$h = 30 \text{ mm} \quad \gg \quad Z_{\text{réf}} = 204 \Omega$

$h = 65 \text{ mm} \quad \gg \quad Z_{\text{réf}} = 248 \Omega$

$h = 90 \text{ mm} \quad \gg \quad Z_{\text{réf}} = 270 \Omega$

9.4 Méthode de mesure utilisant l'étalonnage TRL

La méthode d'étalonnage TRL est recommandée pour la mesure des paramètres-S des CMAD. L'utilisation de cette procédure d'étalonnage permet la sélection du plan de référence à l'intérieur du montage d'essai de manière à ce qu'il soit très proche de l'emplacement où le CMAD en essai sera placé et ainsi les distances D_A et D_B peuvent être minimisées (voir Figure 21). L'étalonnage exige une tige métallique (désignée "ligne") de même diamètre et à la même hauteur que la partie «ligne de transmission» du montage. L'impédance et la longueur caractéristiques de la partie «ligne» doivent être connues exactement et elles sont introduites dans les données d'étalonnage utilisées par le micrologiciel du VNA ou par les calculs de correction externes.

La longueur de la section de ligne, utilisée pour un processus d'étalonnage TRL, détermine la gamme de fréquences dans laquelle l'étalonnage TRL peut être réalisé. Cette limitation de fréquence résulte de la procédure mathématique utilisée dans la méthode d'étalonnage TRL lorsqu'à certaines fréquences, une condition diviser-par-zéro (ou des valeurs très faibles) est possible et doit être évitée.

Si la longueur de la "ligne" de référence est L , la gamme de fréquences doit être limitée à une valeur comprise entre la fréquence inférieure f_L et la fréquence supérieure f_H comme suit:

$$f_L = 0,05 \frac{c}{L} \quad (18)$$

$$f_H = 0,45 \frac{c}{L} \quad (19)$$

où c est égal à 3×10^8 m/s. Une longueur de "ligne" de 0,6 m est appropriée pour l'étalonnage dans la gamme de fréquences comprises entre 30 MHz et 200 MHz. Si la mesure doit être étendue à des fréquences supérieures, un second étalonnage de "Ligne" est nécessaire. Un second étalonnage avec une longueur de "Ligne" de 0,12 m serait approprié pour la gamme de fréquences comprises entre 150 MHz et 1 000 MHz.

Quatre configurations d'étalonnage sont nécessaires pour la méthode d'étalonnage TRL:

- "Réflexion" (Accès A): Mesure de la valeur complexe S_{11} de la section d'adaptation et de l'adaptateur à l'accès 1 sans autre connexion (simulant une condition de circuit ouvert) [Figure 25 a)]
- "-Réflexion" (Accès B): Mesure de la valeur complexe S_{22} de la section d'adaptation et de l'adaptateur à l'accès 2 sans autre connexion (simulant une condition de circuit ouvert) [Figure 25 b)]
- "-Connexion directe": Mesure des valeurs complexes S_{11} , S_{12} , S_{21} , S_{22} avec les deux sections d'adaptation directement connectées ensemble (sans la section ligne intercalée) [Figure 25 c)]
- "Ligne": Mesure des valeurs complexes S_{11} , S_{12} , S_{21} , S_{22} avec introduction de la section ligne [Figure 25 d)]

Ces mesures d'étalonnage donnent 10 nombres complexes pour chaque point de fréquence. Si le VNA contient un micrologiciel pour l'étalonnage TRL, il utilisera ces mesures de référence pour calculer les corrections voulues pour la mesure TRL. Si le VNA n'incorpore pas l'étalonnage TRL, les corrections nécessaires peuvent être effectuées indépendamment du VNA conformément à la procédure décrite dans la CISPR 16-3.

Les propriétés des sections d'adaptation et des accès d'adaptateurs à l'extérieur des plans d'étalonnage n'ont pas besoin d'être connues pour l'étalonnage TRL – elles sont mesurées

dans la procédure d'étalonnage et elles sont compensées correctement par l'étalonnage TRL. Différents types d'adaptateurs peuvent être utilisés. Il est recommandé d'utiliser le même type d'adaptateur et la même longueur de section d'adaptation aux deux extrémités du montage d'essai. Il est également recommandé que les deux sections d'adaptation soient de même longueur, à savoir que $L_A = L_B$.

Après étalonnage, le CMAD en essai est introduit dans la section de ligne du montage d'essai. Les sections d'adaptation et les adaptateurs doivent être exactement les mêmes que ceux utilisés pour l'étalonnage. La longueur de la tige métallique peut être différente de la longueur de la "ligne" utilisée pour l'étalonnage mais le diamètre (4 mm) et la hauteur au-dessus du plan de masse doivent être les mêmes que ceux utilisés pour l'étalonnage. Il convient que la tige métallique à l'intérieur du CMAD soit positionnée aussi précisément que possible au centre de l'ouverture du CMAD. La longueur de la tige métallique peut être choisie de manière à ce que le plan de référence corresponde aux extrémités physiques du CMAD (à savoir D_A aussi petit que possible). Les CMAD types ont une longueur de 0,6 m. Dans ce cas, la section de ligne de 4 mm peut être utilisée pour l'étalonnage dans la gamme de fréquences de 30 MHz à 200 MHz, ainsi que pour la mesure du CMAD (incluant également la plage de fréquences supérieures à 200 MHz, étalonnée par une section de ligne plus courte). Les résultats de la mesure pour un CMAD en essai utilisant la mesure d'un VNA corrigée par l'étalonnage TRL est un ensemble de quatre paramètres S référencés par rapport à l'impédance caractéristique de la section de ligne de transmission (montage vide), $Z_{0_montage}$.

9.5 Vérification de la performance (dégradation) des CMAD en utilisant un analyseur de spectre (*spectrum analyser – SA*) et un générateur de poursuite (*tracking generator – TG*)

Les paramètres-S complexes d'un CMAD ne peuvent pas être mesurés sans VNA. Toutefois, des appareils tels que des VNA peuvent ne pas être disponibles dans tous les laboratoires d'essai de CEM. Pour les laboratoires qui n'ont pas accès aux instruments VNA, une méthode plus simple pour vérifier le fonctionnement d'un CMAD est définie dans ce paragraphe en utilisant un analyseur de spectre avec un générateur de poursuite. Ce montage instrumental mesure seulement l'amplitude de la perte d'insertion, mais cette valeur mesurée ne sera pas directement liée aux paramètres-S mesurés aux plans de référence représentés à la Figure 21. Néanmoins, un laboratoire de CEM peut répéter périodiquement la même mesure de perte d'insertion avec son montage maison en utilisant exactement les mêmes conditions (impédance et géométrie du montage d'essai) et enregistrer et comparer l'historique des résultats pour décider si le CMAD présente toujours des propriétés acceptables. La dégradation des performances de CMAD peut être détectée de cette manière. Si une dégradation apparaît, une mesure de référence doit être réalisée en utilisant un VNA avec la méthode d'étalonnage TRL du 9.4.

Toute conception d'adaptateur (Figures 22 à 24) peut être utilisée pour cette vérification de performance/dégradation. Pour éviter des effets de résonance dans les câbles entre le montage d'essai et l'instrument de mesure, il est nécessaire d'inclure deux atténuateurs de 10 dB près de la connexion du montage d'essai au cours de la vérification des performances.

Lorsque des adaptateurs en 50 Ω sont utilisés (Figure 22), la mesure de la perte d'insertion pour la vérification des performances/de la dégradation est la différence en dB entre les mesures d'affaiblissement pour les deux configurations suivantes:

- a) Configuration 1: connexion directe des deux atténuateurs sans le montage d'essai.
- b) Configuration 2: les deux atténuateurs connectés au montage d'essai avec le CMAD inclus.

Si des adaptateurs d'impédance (Figure 23 ou Figure 24) sont utilisés, la mesure de la perte d'insertion pour la vérification de la dégradation est la différence entre l'affaiblissement mesuré pour les deux configurations suivantes:

- a) Configuration 1: les deux atténuateurs connectés au montage d'essai sans le CMAD (montage vide);

- b) Configuration 2: les deux atténuateurs connectés au montage d'essai avec le CMAD inclus.

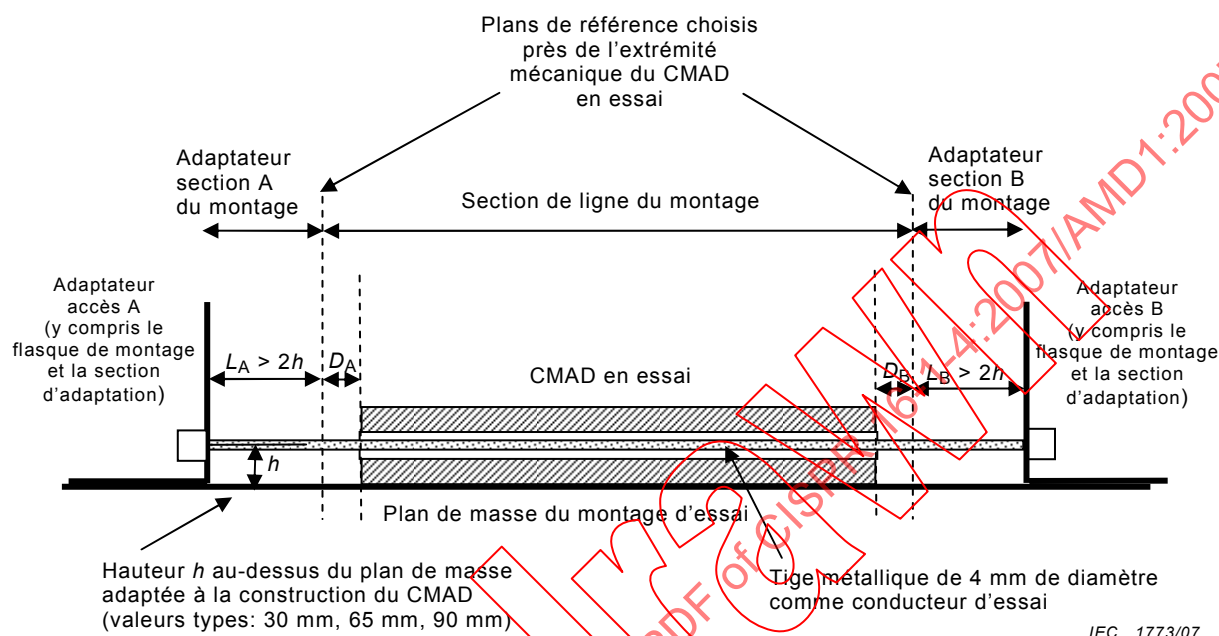
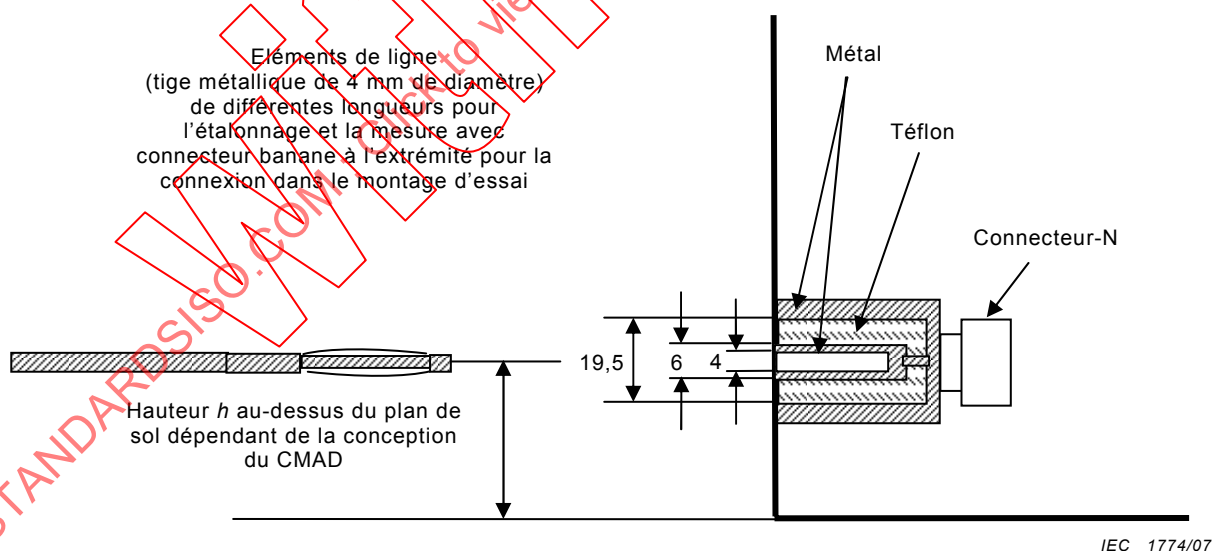


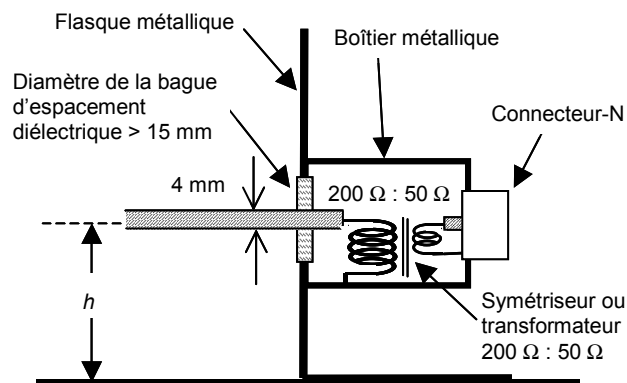
Figure 21 – Définition des plans de référence à l'intérieur du montage d'essai

Dimensions en mm



Les côtés inférieurs du flasque vertical doivent être reliés électriquement au plan de sol métallique

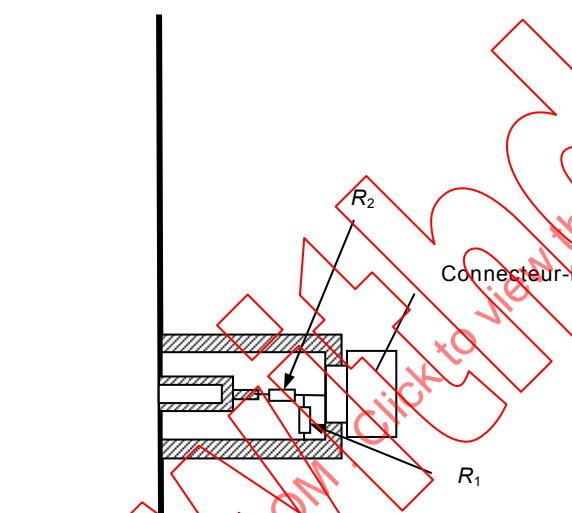
Figure 22 – Exemple de conception d'adaptateur 50 Ω dans le flasque vertical du montage



IEC 1775/07

Si la prise centrale de l'accès symétrique est reliée au boîtier du symétriseur, il faut la déconnecter.

Figure 23 – Exemple d'un adaptateur d'impédance avec symétriseur ou transformateur



$$R_1 = 50 \sqrt{\frac{Z_{0_jig}}{Z_{0_jig} - 50}} \quad \Omega$$

$$R_2 = \sqrt{Z_{0_jig} (Z_{0_jig} - 50)} \quad \Omega$$

h mm	Z_{0_jig} Ω	R_1 Ω	R_2 Ω
30	204	57,6	177,3
65	248	56,0	221,6
90	270	55,4	243,7

IEC 1776/07

Figure 24 – Exemple d'un adaptateur d'impédance avec réseau résistif