

INTERNATIONAL STANDARD

NORME INTERNATIONALE



BASIC EMC PUBLICATION
PUBLICATION FONDAMENTALE EN CEM

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

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



THIS PUBLICATION IS COPYRIGHT PROTECTED
Copyright © 2022 IEC, Geneva, Switzerland

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

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

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

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

About the IEC

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

About IEC publications

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

IEC publications search - webstore.iec.ch/advsearchform

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 It also gives information on projects, replaced and withdrawn publications.

IEC Just Published - webstore.iec.ch/justpublished

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

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

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

IEC Products & Services Portal - products.iec.ch

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

Electropedia - www.electropedia.org

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

A propos de l'IEC

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

A propos des publications IEC

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

Recherche de publications IEC -

webstore.iec.ch/advsearchform

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

IEC Just Published - webstore.iec.ch/justpublished

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

Service Clients - webstore.iec.ch/csc

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

IEC Products & Services Portal - products.iec.ch

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

Electropedia - www.electropedia.org

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

INTERNATIONAL STANDARD

NORME INTERNATIONALE



BASIC EMC PUBLICATION
PUBLICATION FONDAMENTALE EN CEM

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

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

INTERNATIONAL
ELECTROTECHNICAL
COMMISSION

COMMISSION
ELECTROTECHNIQUE
INTERNATIONALE

ICS 33.100.10; 33.100.20

ISBN 978-2-8322-1083-0

**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.**

CONTENTS

FOREWORD.....	7
INTRODUCTION.....	9
1 Scope.....	10
2 Normative references	11
3 Terms, definitions and abbreviated terms	11
3.1 Terms and definitions.....	11
3.2 Abbreviated terms.....	14
4 General	15
5 TEM waveguide requirements.....	15
5.1 General.....	15
5.2 General requirements for the use of TEM waveguides	16
5.2.1 Test volume and maximum EUT size	16
5.2.2 Validation of usable test volume	16
5.3 Special requirements and recommendations for certain types of TEM waveguides.....	23
5.3.1 Set-up of open TEM waveguides	23
5.3.2 Alternative TEM mode verification for a two-port TEM waveguide	23
5.3.3 TEM mode generation for a four-port TEM waveguide	23
5.4 Figures for Clause 5	24
6 Overview of EUT types	26
6.1 General.....	26
6.2 Small EUT	26
6.3 Large EUT	26
7 Laboratory test conditions.....	26
7.1 General.....	26
7.2 Climatic conditions.....	26
7.3 Electromagnetic conditions	26
8 Evaluation and reporting of test results.....	27
Annex A (normative) Emission measurements in TEM waveguides	28
A.1 Overview.....	28
A.2 Test equipment	28
A.3 Correlating TEM waveguide voltages to electric field strength data	28
A.3.1 General	28
A.3.2 Correlation algorithms	29
A.4 Emission measurement correction factors	33
A.4.1 Reference emission sources	33
A.4.2 Arrangement of small EUTs	34
A.4.3 Calculation of the small EUT correction factor	34
A.5 Emission measurement procedures in TEM waveguides	37
A.5.1 EUT types.....	37
A.5.2 EUT arrangement	37
A.6 Test report.....	38
A.7 Figures for Annex A	39
Annex B (normative) Immunity testing in TEM waveguides.....	44
B.1 Overview.....	44
B.2 Test equipment.....	44

B.2.1	General	44
B.2.2	Description of the test facility	44
B.3	Field uniformity area calibration	45
B.4	Test levels	45
B.5	Test set-up	45
B.5.1	Arrangement of table-top equipment	45
B.5.2	Arrangement of floor-standing equipment	46
B.5.3	Arrangement of wiring	46
B.6	Test procedures	46
B.7	Test results and test report	46
B.8	Figures for Annex B	47
Annex C (normative)	HEMP transient testing in TEM waveguides	49
C.1	Overview	49
C.2	Immunity tests	49
C.2.1	General	49
C.2.2	Radiated test facilities	50
C.2.3	Frequency domain spectrum requirements	51
C.3	Test equipment	51
C.4	Test set-up	52
C.5	Test procedure	52
C.5.1	General	52
C.5.2	Severity level and test exposures	53
C.5.3	Test procedure	53
C.5.4	Test execution	54
C.5.5	Execution of the radiated immunity test	54
C.6	Figure for Annex C	55
Annex D (informative)	TEM waveguide characterization	56
D.1	Overview	56
D.2	Distinction between wave impedance and characteristic impedance	56
D.3	TEM wave	57
D.3.1	General	57
D.3.2	Free-space TEM mode	57
D.3.3	Waveguides	57
D.4	Wave propagation	58
D.4.1	General	58
D.4.2	Spherical propagation	58
D.4.3	Plane wave propagation in free space	58
D.4.4	Velocity of propagation	58
D.5	Polarization	58
D.6	Types of TEM waveguides	59
D.6.1	General	59
D.6.2	Open TEM waveguides (striplines, etc.)	60
D.6.3	Closed TEM waveguides (TEM cells)	60
D.7	Frequency limitations	60
D.8	Figures for Annex D	61
Annex E (informative)	Calibration method for E-field probes in TEM waveguides	69
E.1	Overview	69
E.2	Probe calibration requirements	69
E.2.1	General	69

E.2.2	Calibration frequency range	69
E.2.3	Calibration volume	70
E.2.4	Probe dimensions	70
E.2.5	Perturbations of TEM waveguide fields due to the probe.....	70
E.2.6	Frequency steps	71
E.2.7	Field strength	71
E.3	Requirements for calibration instrumentation	71
E.3.1	Specifications of TEM waveguide	71
E.3.2	Harmonics and spurious signals	72
E.3.3	Probe fixture.....	72
E.3.4	Measuring net power to a transmitting device using directional couplers.....	72
E.4	E-field probe calibration	73
E.4.1	Calibration methods.....	73
E.4.2	Calibration procedure using a two-port TEM waveguide.....	73
E.4.3	Calibration procedure using one-port TEM waveguide	74
E.5	Figures for Annex E	77
Annex F (informative)	Instrumentation uncertainty of emission measurement results	79
F.1	Radiated disturbance measurements using a TEM waveguide	79
F.1.1	Measurand for radiated disturbance measurements using a TEM waveguide	79
F.1.2	Symbols of input quantities common to all disturbance measurements	79
F.1.3	Symbols of input quantities specific to TEM waveguide measurements.....	79
F.2	Input quantities to be considered for radiated disturbance measurements using a TEM waveguide	79
F.3	Uncertainty budget and rationale for the input quantities for radiated disturbance measurements using a TEM waveguide	80
F.3.1	Uncertainty budget for radiated disturbance measurements using a TEM waveguide	80
F.3.2	Rationale for the estimates of input quantities for radiated disturbance measurements using a TEM waveguide	81
F.4	Figures for Annex F	87
Annex G (informative)	Measurement uncertainty of immunity testing due to test instrumentation	89
G.1	General symbols.....	89
G.2	Symbol and definition of the measurand.....	89
G.3	Symbols for input quantities	89
G.4	Example: Uncertainty budget for immunity test.....	89
G.5	Rationale for the estimates of input quantities.....	90
Annex H (informative)	Correlation of emission and immunity limits between EMC test facilities	93
H.1	Overview.....	93
H.2	Dipole in free space (representing FAR set-up).....	93
H.3	Dipole in half space (representing OATS or SAC set-up).....	95
H.4	Dipole in a TEM-mode transmission line	96
H.5	Dipole in a reverberation chamber	97
H.6	Correlation	98
H.7	Example of emission limits	99
H.8	Figures for Annex H.....	100
Annex I (informative)	TEM waveguide transient characterization.....	103
I.1	Overview.....	103

I.2	Test equipment	103
I.3	Test set-up	103
I.4	TEM waveguide characterization by correlation	104
I.5	Quantification of the Pcc	105
I.6	Performable transient test signals	105
I.7	Figures for Annex I	106
	Bibliography	108

Figure 1	– Flowchart of TEM mode and field uniformity verification procedure with the “constant forward power” method (see 5.2.2.4.1)	24
Figure 2	– Flowchart of TEM mode and field uniformity verification procedure with the “constant field strength” method (see 5.2.2.4.2)	25
Figure A.1	– Routing the exit cable to the corner at the ortho-angle and the lower edge of the test volume in a TEM waveguide (see A.5.2)	39
Figure A.2	– Basic ortho-axis EUT positioner or manipulator (see 3.1.13, A.4.2, A.5.1.2, A.5.2)	40
Figure A.3	– Die pattern and axis alignment for an EUT [26] (see A.3.2.3.2)	41
Figure A.4	– Non-redundant twelve-face and axis orientations for a typical EUT [26] (see A.3.2.3.2)	42
Figure A.5	– Open-area test site (OATS) emission measurements geometry (see A.3.2.4)	43
Figure B.1	– Example of test set-up for single-polarization TEM waveguide (see Clause B.5)	47
Figure B.2	– Uniform area calibration points in a TEM waveguide (see Clause B.3)	48
Figure C.1	– Pulse waveform frequency domain spectral magnitude between 100 kHz and 300 MHz (see C.2.1)	55
Figure D.1	– Simple waveguide (no TEM mode) (see D.3.3)	61
Figure D.2	– Example of waveguides supporting TEM-mode propagation (see D.3.3)	61
Figure D.3	– E-field polarization vector (see Clause D.5)	61
Figure D.4	– Simple transmission line model for TEM mode propagation (see D.6.1)	62
Figure D.5	– One- and two-port TEM waveguide concepts (see D.6.1)	62
Figure D.6	– Operation of four-port TEM waveguides (see D.6.1)	62
Figure D.7	– Two-port TEM cell (symmetric septum) (see D.6.1 and D.6.3)	63
Figure D.8	– One-port TEM cell (asymmetric septum) (see D.6.1 and D.6.3)	64
Figure D.9	– Stripline (two plates) (see D.6.1 and D.6.2)	66
Figure D.10	– Stripline (four plates, balanced feed) (see D.6.1)	67
Figure D.11	– Four-port TEM waveguide (symmetric parallel septa) (see D.6.1 and D.6.3)	68
Figure E.1	– Example of test points for calibration volume validation (see E.2.3)	77
Figure E.2	– Set-up for validation of probe perturbation (see E.2.5)	77
Figure E.3	– Set-up for measuring net power to a transmitting device (not to scale) (see E.3.4)	77
Figure E.4	– Example set-up for E-field probe calibration with two-port TEM waveguide (see E.4.2)	78
Figure E.5	– Example set-up for E-field probe calibration with one-port TEM waveguide and alternative method (see E.4.3.2)	78
Figure E.6	– Equivalent circuit of monopole antenna and measuring apparatus (see E.4.3.3)	78

Figure F.1 – Deviation of the QP detector level indication from the signal level at receiver input for two cases, a sine-wave signal and an impulsive signal with a pulse repetition frequency of 100 Hz	87
Figure F.2 – Deviation of the peak detector level indication from the signal level at receiver input for two cases, a sine-wave signal and an impulsive signal with a pulse repetition frequency of 100 Hz	88
Figure H.1 – Representation of a short centre-fed dipole and a more general source representing an EUT (see Clause H.2).....	100
Figure H.2 – Vertical source and receiving dipoles located over a perfectly-conducting ground plane of infinite extent (see Clause H.3).....	100
Figure H.3 – Two types of TEM cells with a vertically polarized dipole source and the source to receive port geometry defined (see Clause H.4)	101
Figure H.4 – Reverberation chamber with a source dipole, a stirrer to randomize the fields, and a general receive antenna (see Clause H.5)	101
Figure H.5 – TEM waveguide Class A and Class B emission limits correlated from CISPR 32 [68] (see Clause H.7).....	102
Figure I.1 – Test set-up.....	106
Figure I.2 – Signal windowing	107
Figure I.3 – Example of a heatmap – Pcc for a test point in the uniform area	107
Table 1 – Values k for expanded uncertainty with normal distribution	18
Table B.1 – Uniform area calibration points.....	45
Table B.2 – Test levels	45
Table C.1 – Radiated immunity test levels defined for this document	50
Table E.1 – Calibration frequencies	71
Table E.2 – Calibration field strength level.....	71
Table F.1 – Uncertainty budget for radiated disturbance measurement results using a TEM waveguide from 30 MHz to 1 000 MHz (example)	80
Table F.2 – Uncertainty budget for radiated disturbance measurement results using a TEM waveguide from 1 GHz to 6 GHz (example)	81
Table F.3 – Values of S_{jim} for 30 MHz to 1 000 MHz.....	83
Table F.4 – Values of S_{jim} for 1 GHz to 6 GHz.....	84
Table G.1 – Example uncertainty budget of the immunity test level	90
Table H.1 – Summary of the emission correlation parameters	99

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION

ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY (EMC) –**Part 4-20: Testing and measurement techniques –
Emission and immunity testing in transverse
electromagnetic (TEM) waveguides**

FOREWORD

- 1) The International Electrotechnical Commission (IEC) is a worldwide organization for standardization comprising all national electrotechnical committees (IEC National Committees). The object of IEC is to promote international co-operation on all questions concerning standardization in the electrical and electronic fields. To this end and in addition to other activities, IEC publishes International Standards, Technical Specifications, Technical Reports, Publicly Available Specifications (PAS) and Guides (hereafter referred to as “IEC Publication(s)”). Their preparation is entrusted to technical committees; any IEC National Committee interested in the subject dealt with may participate in this preparatory work. International, governmental and non-governmental organizations liaising with the IEC also participate in this preparation. IEC collaborates closely with the International Organization for Standardization (ISO) in accordance with conditions determined by agreement between the two organizations.
- 2) The formal decisions or agreements of IEC on technical matters express, as nearly as possible, an international consensus of opinion on the relevant subjects since each technical committee has representation from all interested IEC National Committees.
- 3) IEC Publications have the form of recommendations for international use and are accepted by IEC National Committees in that sense. While all reasonable efforts are made to ensure that the technical content of IEC Publications is accurate, IEC cannot be held responsible for the way in which they are used or for any misinterpretation by any end user.
- 4) In order to promote international uniformity, IEC National Committees undertake to apply IEC Publications transparently to the maximum extent possible in their national and regional publications. Any divergence between any IEC Publication and the corresponding national or regional publication shall be clearly indicated in the latter.
- 5) IEC itself does not provide any attestation of conformity. Independent certification bodies provide conformity assessment services and, in some areas, access to IEC marks of conformity. IEC is not responsible for any services carried out by independent certification bodies.
- 6) All users should ensure that they have the latest edition of this publication.
- 7) No liability shall attach to IEC or its directors, employees, servants or agents including individual experts and members of its technical committees and IEC National Committees for any personal injury, property damage or other damage of any nature whatsoever, whether direct or indirect, or for costs (including legal fees) and expenses arising out of the publication, use of, or reliance upon, this IEC Publication or any other IEC Publications.
- 8) Attention is drawn to the Normative references cited in this publication. Use of the referenced publications is indispensable for the correct application of this publication.
- 9) Attention is drawn to the possibility that some of the elements of this IEC Publication may be the subject of patent rights. IEC shall not be held responsible for identifying any or all such patent rights.

International Standard IEC 61000-4-20 has been prepared by subcommittee 77B: High frequency phenomena, of IEC technical committee 77: Electromagnetic compatibility, in cooperation with CISPR (International Special Committee on Radio Interference) subcommittee A: Radio-interference measurements and statistical methods.

It forms Part 4-20 of IEC 61000. It has the status of a basic EMC publication in accordance with IEC Guide 107.

This third edition cancels and replaces the second edition published in 2010. This edition constitutes a technical revision.

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

- a) provide information on the testing of large EUTs (including cables);

- b) apply the work on measurement uncertainties by adapting the work completed in CISPR and TC 77 (for emissions and immunity);
- c) update the validation procedure for the test volume regarding field uniformity and TEM mode verification;
- d) provide information concerning two-port and four-port TEM waveguides;
- e) add a new informative annex (Annex I) dealing with transient TEM waveguide characterization; and
- f) add information dealing with dielectric test stands for EUTs.

The text of this International Standard is based on the following documents:

Draft	Report on voting
77B/853/FDIS	77B/855/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 International Standard is English.

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

A list of all parts of the IEC 61000 series, published under the general title *Electromagnetic compatibility (EMC)*, can be found on the IEC website.

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 publication indicates that it contains colours which are considered to be useful for the correct understanding of its contents. Users should therefore print this document using a colour printer.

INTRODUCTION

IEC 61000 is published in separate parts according to the following structure:

Part 1: General

General considerations (introduction, fundamental principles)

Definitions, terminology

Part 2: Environment

Description of the environment

Classification of the environment

Compatibility levels

Part 3: Limits

Emission limits

Immunity limits (in so far as they do not fall under the responsibility of the product committees)

Part 4: Testing and measurement techniques

Measurement techniques

Testing techniques

Part 5: Installation and mitigation guidelines

Installation guidelines

Mitigation methods and devices

Part 6: Generic standards

Part 9: Miscellaneous

Each part is further subdivided into several parts, published either as International Standards, Technical Specifications or Technical Reports, some of which have already been published as sections. Others are and will be published with the part number followed by a dash and a second number identifying the subdivision (example: IEC 61000-6-1).

This part is an International Standard which gives emission, immunity and HEMP and IEMI transient testing requirements.

ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY (EMC) –

Part 4-20: Testing and measurement techniques – Emission and immunity testing in transverse electromagnetic (TEM) waveguides

1 Scope

This part of IEC 61000 focuses on emission and immunity test methods for electrical and electronic equipment using various types of transverse electromagnetic (TEM) waveguides. These types include open structures (for example striplines and electromagnetic pulse simulators) and closed structures (for example TEM cells). These structures can be further classified as one-port, two-port, or multi-port TEM waveguides. The frequency range depends on the specific testing requirements and the specific TEM waveguide type.

The object of this document is to describe

- TEM waveguide characteristics, including typical frequency ranges and equipment-under-test (EUT) size limitations;
- TEM waveguide validation methods for electromagnetic compatibility (EMC) tests;
- the EUT (i.e. EUT cabinet and cabling) definition;
- test set-ups, procedures, and requirements for radiated emission measurements in TEM waveguides; and
- test set-ups, procedures, and requirements for radiated immunity testing in TEM waveguides.

NOTE Test methods are defined in this document to measure the effects of electromagnetic radiation on equipment and the electromagnetic emissions from the equipment concerned. The simulation and measurement of electromagnetic radiation is not adequately exact for the quantitative determination of effects for all end-use installations. The test methods defined are structured for a primary objective of establishing adequate reproducibility of results at various test facilities for qualitative analysis of effects.

This document does not intend to specify the tests to be applied to any particular apparatus or system(s). The main intention of this document is to provide a general basic reference for all interested product committees of the IEC. For radiated emission measurements, product committees select emission limits and measurement methods in consultation with CISPR standards. For radiated immunity testing, product committees remain responsible for the appropriate choice of immunity tests and immunity test limits to be applied to equipment within their scope. This document describes test methods that are separate from those of IEC 61000-4-3 [34].¹

¹ Numbers in square brackets refer to the Bibliography.

These other distinct test methods may be used when so specified by product committees, in consultation with CISPR and TC 77.

2 Normative references

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

IEC 60050-161, *International Electrotechnical Vocabulary (IEV) – Part 161: Electromagnetic compatibility*

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

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

3 Terms, definitions and abbreviated terms

3.1 Terms and definitions

For the purposes of this document, the terms and definitions given in IEC 60050-161 and the following apply.

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

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

3.1.1

anechoic material

material that exhibits the property of absorbing, or otherwise reducing, the level of electromagnetic energy reflected from that material

3.1.2

broadband transmission-line termination

termination which combines a low-frequency discrete-component load, to match the characteristic impedance of the TEM waveguides (typically 50 Ω), and a volume of high-frequency anechoic material

3.1.3

characteristic impedance

for any constant phase wave-front, magnitude of the ratio of the voltage between the inner conductor and the outer conductor to the current on either conductor and which is independent of the voltage/current magnitudes and depends only on the cross-sectional geometry of the transmission line

Note 1 to entry: TEM waveguides are typically designed to have a characteristic impedance of 50 Ω. TEM waveguides with a characteristic impedance of 100 Ω are often used for transient testing.

3.1.4

correlation algorithm

mathematical routine for converting TEM waveguide voltage measurements to open-area test sites (OATS), semi-anechoic chamber (SAC), or free space field strength levels

3.1.5**EUT type**

grouping of products with sufficient similarity in electromagnetic characteristics to allow testing with the same test installation and the same test protocol

3.1.6**exit cable**

cable that connects the EUT to equipment external to the TEM waveguide or cable exiting the usable test volume

Note 1 to entry: The usable test volume is specified in 5.2.1.

3.1.7**forward power** P_{fwd}

power that is applied to the port of the waveguide

3.1.8**forward power for immunity testing** P_{test}

forward power required to establish the test field strength E_{test} during immunity testing

Note 1 to entry: See Equation (16) and Equation (17) for the constant forward power (5.2.2.4.1) and constant field strength (5.2.2.4.2) methods, respectively.

3.1.9**four-port TEM waveguide**

TEM waveguide with two input/output ports at each end

3.1.10**hyper-rotated TEM waveguide**

TEM waveguide that has been reoriented such that its ortho-axis is normal to the surface of the Earth

Note 1 to entry: Additional details are given in [6].

3.1.11**inner conductor****septum**

inner conductor of a coaxial transmission-line system, often flat in the case of a rectangular cross-section, and which can be positioned symmetrically or asymmetrically with respect to the outer conductor

3.1.12**interconnecting cable**

cable that connects subcomponents of the EUT within the test volume but does not exit the test volume

3.1.13**manipulator**

any type of manual or automatic non-metallic test set-up support similar to a turntable, and capable of supporting an affixed EUT throughout numerous positions as required by a correlation algorithm or test protocol

Note 1 to entry: An example of a manipulator design is shown in Figure A.2 in Clause A.7.

3.1.14**one-port TEM waveguide**

TEM waveguide with a single input/output port

Note 1 to entry: Such TEM waveguides typically feature a broadband transmission-line termination at the non-port end.

3.1.15**ortho-angle**

angle that the diagonal of a cube makes to each side face at the trihedral corners of the cube

Note 1 to entry: Assuming that the cube is aligned with the TEM waveguide cartesian coordinate system, the azimuth and elevation angles of the projection of the cube diagonal are 45°, and the angles to the face edges are 54,7°.

Note 2 to entry: Figure A.2 a) in Clause A.7 shows a diagram of the ortho-angle.

Note 3 to entry: When associated with the EUT, this angle is usually referred to as the ortho-axis.

3.1.16**outer conductor**

outer conductor of a coaxial transmission line system, often having a rectangular cross-section

3.1.17**primary field component****primary component**

electric field component aligned with the intended test polarization

Note 1 to entry: In conventional two-port TEM cells, the septum is parallel to the horizontal floor, and the primary mode electric field vector is vertical at the transverse centre of the TEM cell.

3.1.18**resultant field****amplitude**

root-sum-squared values in V/m of the primary and the two secondary electric field components

3.1.19**secondary field component****secondary component**

in a cartesian coordinate system, either of the two electric field components orthogonal to the primary field component and orthogonal to each other

3.1.20**stripline**

terminated transmission line consisting of two or more parallel plates between which a wave is propagated in the transverse electromagnetic mode to produce a specific field for testing purposes

Note 1 to entry: Striplines usually have open sides for EUT access and monitoring.

3.1.21**TEM cell**

closed TEM waveguide, often a rectangular coaxial transmission line, in which a wave is propagated in the transverse electromagnetic mode to produce a specific field for testing purposes and with an outer conductor completely enclosing an inner conductor

3.1.22**TEM waveguide**

open or closed transmission line system, in which a wave is propagated in the transverse electromagnetic mode to produce a specific field for testing purposes

3.1.23 test field strength

E_{test}

field strength of the primary field component in V/m that is used for immunity testing

Note 1 to entry: Different levels of E_{test} are given in Annex B.

3.1.24 test set-up support

non-reflecting, non-conducting, low-permittivity support and positioning reference that allows for precise rotations of the EUT as required by a correlation algorithm or test protocol

Note 1 to entry: A typical material is foamed polystyrene. Wooden supports are not recommended (see [4]).

3.1.25 transverse electromagnetic mode TEM mode

waveguide mode in which the components of the electric and magnetic fields in the propagation direction are much less than the primary field components across any transverse cross-section

3.1.26 two-port TEM waveguide

TEM waveguide with an input/output port at each end

3.1.27 verification field strength

$E_{\text{verification}}$

field strength used for verification of the uniform area

Note 1 to entry: This field strength should be the field strength at which the field probe has been calibrated, to reduce uncertainties due to the nonlinearity of the field probe.

3.2 Abbreviated terms

BALUN	balanced-to-unbalanced
DFT	discrete Fourier transform
E-field	electric field strength
EUT	equipment under test
FAR	fully anechoic room
FFT	fast Fourier transform
FS	free space
FSOATS	free space open-area test site
GTEM	gigahertz transverse electromagnetic
HEMP	high-altitude electromagnetic pulse
HS	half space
IEMI	intentional electromagnetic interference
OATS	open-area test site
Pcc	Pearson correlation coefficient
PDF	probability density function
RC	reverberation chamber
RF	radio frequency
SAC	semi-anechoic chamber
S/N	signal-to-noise

SPD	surge protective device
TDR	time-domain reflectometer
TE	transverse electric (mode), (H-mode)
TEM	transverse electromagnetic
TL	transmission line
TM	transverse magnetic (mode), (E-mode)
UFA	uniform field area
VSWR	voltage standing wave ratio

4 General

This document describes the basic characteristics and limitations of TEM waveguides, namely test volume, field uniformity, purity of the TEM mode, and frequency ranges. Various general properties of TEM waveguides are described in Annex D.

Radiated emission measurements in a TEM waveguide are usually correlated with the open-area test site (OATS) and semi-anechoic chamber (SAC) methods, which provide valid and repeatable measurement results of disturbance field strength from equipment. In this case so-called correlation algorithms are used to convert TEM waveguide measurement results to OATS-equivalent data, as described in Annex A.

TEM waveguides can also be used as field generators for testing the immunity of equipment to electromagnetic fields. Details are given in Annex B and Annex C. Immunity testing in TEM waveguides is cited in several other documents listed in the Bibliography. Field generation properties can also be used for measuring field strength; see other publications listed in the Bibliography.

Additional information for TEM waveguide characterization, electric field strength (E-field) probe calibration, measurement uncertainty, and the time domain characterization of TEM waveguides is given in Annex D, Annex E, Annex F, Annex G, Annex H, and Annex I respectively.

TEM waveguide tests are not restricted to radiated measurements on fully assembled equipment; they may also be applied to the testing of components, integrated circuits, and the shielding effectiveness of gasket materials and cables. For further information see other publications listed in the Bibliography.

In this document, CW measurements of electric field strength are expressed in terms of RMS values, while transient measurements are expressed in peak values.

5 TEM waveguide requirements

5.1 General

TEM waveguides can be used for emission measurements and immunity tests when certain requirements are met. For the validation of a TEM waveguide the methods described in Clause 5 shall be applied.

Clause 5 focuses on general validation aspects such as the dominant TEM mode and field homogeneity. Specific validation requirements for emission measurements, immunity testing, and transient testing are given in Annex A, Annex B, and Annex C, respectively.

5.2 General requirements for the use of TEM waveguides

5.2.1 Test volume and maximum EUT size

The maximum size of an EUT is related to the size of the usable test volume in a TEM waveguide. The usable test volume of a TEM waveguide depends on its size, geometry, and the spatial distribution of the electromagnetic fields.

The usable test volume of a TEM waveguide (see Figure D.6 to Figure D.11 in Clause D.8) is established by the “uniform area” as defined in 5.2.2. The propagation direction of the waveguide TEM mode (typically the z -axis) is perpendicular to a uniform area (in a transverse plane, typically the xy -plane). In the xy -plane the entire cross-section of the usable test volume shall fulfil the requirements of the uniform area specified in 5.2.2. The minimum value for the distance h_{EUT} between the EUT and each conductor or absorber of the waveguide (see Figure D.7 to Figure D.11) is given by the distance between the boundary of the uniform area (see 5.2.2) and the conductor. However, h_{EUT} should not be zero, to avoid possible changes in the EUT operational condition due to close coupling between the EUT and the conducting structures of the TEM waveguide (h_{EUT} should be larger than $0,05 h$, h being the spacing between conducting structures). Along the z -axis (propagation direction) the usable test volume is limited by $z_{\text{min}} \leq z \leq z_{\text{max}}$, where z_{min} and z_{max} are established using the methods of Clause 5. The length of the test volume is $L = z_{\text{max}} - z_{\text{min}}$. The TEM mode requirements of a uniform area shall be validated for cross-sections at each EUT test point z used with $z_{\text{min}} \leq z \leq z_{\text{max}}$. Alternately, it can be assumed that the TEM mode requirements are fulfilled for any z in the range $z_{\text{min}} \leq z \leq z_{\text{max}}$ under the following conditions:

- a) if the TEM mode requirements are fulfilled at the position z_{max} , and the geometry of the waveguide is similar to one of the types shown in Figure D.6 to Figure D.11 with a constant aspect ratio of h to w (inherent shape) for $0 \leq z \leq z_{\text{max}}$, or,
- b) if the TEM mode requirements are fulfilled at the positions z_{min} and z_{max} , and the waveguide cross-section is constant or uniformly tapered for $z_{\text{min}} \leq z \leq z_{\text{max}}$, and the derivatives dh/dz and dw/dz are a smooth function for $z_{\text{min}} \leq z \leq z_{\text{max}}$ (no kinks or steps in the conductor geometries).

The maximum size of an EUT is related to the size of the usable test volume. The EUT shall be verified to be not larger than $0,6 w \times 0,6 L$ (see Figure D.7 to Figure D.11).

NOTE ISO 11452-3 [37] defines an EUT size of $0,33 w \times 0,6 L$, and MIL-STD-461G [47] recommends $0,5 w \times 0,5 L$.

The maximum usable EUT height should be $0,33 h$, with h equal to the distance between the inner and outer conductors (conductor spacing) at the centre of the EUT in the test volume (for example, between the septum and the floor in a typical TEM cell). For all TEM waveguides, the EUT shall fit within the usable test volume for all of its rotation positions.

Most documents restrict the EUT size to $0,33 h$. The maximum usable EUT height may be larger than $0,33 h$ if the manufacturer or the user documents information about the measurement uncertainty for larger EUTs. More information about loaded waveguide effects is given in [39] and [40].

5.2.2 Validation of usable test volume

5.2.2.1 General

Subclause 5.2.2 uses the concept of a “uniform area,” which is a hypothetical area in which variations of the field magnitude are acceptably small (see [18]). The physical dimensions of a TEM waveguide determine the size of this uniform (plane) area. Unless the EUT can be fully illuminated in a smaller surface, the maximum size of an EUT is also related to the size of the usable test volume (see 5.2.1).

If no other definition is given in a product standard or by the manufacturer of the TEM waveguide, the uniform area should be a vertical plane orthogonal to the propagation direction of the field. The uniform area should be a single plane coincident with the front face of the EUT. Use of a vertical plane in this description assumes that the direction of the TEM mode propagation is near horizontal (oriented along the z -axis) and the plane wave propagation is given. If the TEM mode propagation direction is in some other direction, the uniform area plane may be re-orientated accordingly.

NOTE 1 In general, the exact shape and the location of the uniform area are not specified but are determined using the procedures of this document.

Use of the transmission line configuration of the TEM waveguide avoids perturbation due to ground-reflected fields as in a semi-anechoic chamber test set-up; thus, uniform fields may be established in the proximity of the inner and outer conductors (in the normal direction only).

In principle, the uniform area may be located at any distance from the input port of a TEM waveguide; the location will depend on the specific geometry. The uniform area is valid only for that distance from the input port at which it is validated. To allow EUT rotation, the uniform area shall be spaced at a distance at least greater than the largest EUT-enclosure dimension away from the end of the usable test volume z_{\max} defined in 5.2.1.

The uniform area shall be validated in the empty enclosure. The frequency range is from the lowest to the highest frequency of intended use of the TEM waveguide. When the frequencies are swept, the first frequency step shall not exceed 1 % of the fundamental frequency, and thereafter 1 % of the preceding frequency in the entire frequency range. One constraint on the sweep speed is the response time of the field probe. The validation of the usable test volume shall be performed with a non-modulated signal.

NOTE 2 The TEM field is the dominant mode and the cavities are low Q values, therefore resonances are not expected to be narrow. For this reason the use of logarithmic frequencies is acceptable for the validation of the usable test volume.

Depending on the size of the uniform area, it shall be validated at least at five test points (four at the corners and one at the centre). The spacing between two test points shall be less than or equal to 50 cm.

NOTE 3 Choosing a larger number of test points results in a better outcome of the testing of the field homogeneity. Using more test points also results in a more accurate estimation of the overall field homogeneity.

5.2.2.2 Field uniformity verification

5.2.2.2.1 General

The field uniformity may be verified by the constant forward power method (5.2.2.2.2) or the constant field strength method (5.2.2.2.3). With the constant forward power method the forward power is kept constant for all grid points and all test frequencies. With the constant field strength method, the primary component of the electric field strength is kept constant for all grid points and all test frequencies. While the constant field strength method is more laborious it is also more accurate, since the linearity of the power meter is usually better than the linearity of the field probe and the field probe is always operated at the field strength that it has been calibrated for.

5.2.2.2.2 Constant forward power method

The field is considered to be sufficiently homogeneous, if statistically at least 75 % of the measured primary electric field components E_i are within a 6 dB range. A primary electric field component tolerance greater than 6 dB but less than 10 dB is allowed for a maximum of 5 % of the test frequencies (minimum of one frequency), provided that the actual tolerance and frequencies are stated in the test report. The statistical approach is based on the mean value and standard deviation of the primary field component as defined in Equation (1) and Equation (2) to assess the variation of the primary field component over the uniform area.

At test point i the measured primary field component is given as E_i . The mean value \bar{E} and the standard deviation σ_E are calculated for N test points in logarithmic values.

$$\bar{E} = \frac{1}{N} \sum_{(N)} E_i \tag{1}$$

$$\sigma_E = \sqrt{\frac{1}{N-1} \sum_{(N)} (E_i - \bar{E})^2} \tag{2}$$

The assumption of a normal distribution for the samples of the primary field component leads to Equation (3) for the probability that 75 % of the measurement results will fall in the range $2 \cdot k \cdot \sigma_E$.

$$\bar{E} - k \cdot \sigma_E \leq E_i \leq \bar{E} + k \cdot \sigma_E \tag{3}$$

where the factor k is chosen to be 1,15 (see Table 1).

In case of immunity testing, besides proving that the field is homogeneous, it is also required that a given percentage of the test points result in a field strength that is greater than or equal to the test-level field strength E_{test} . The combination of these conditions leads to Equation (4).

$$E_{\text{test}} \leq E_i \leq E_{\text{test}} + E_{\text{margin}} \tag{4}$$

Comparing the range in Equation (4) with Equation (3) gives Equation (5) and Equation (6) with the requirement for field homogeneity.

$$E_{\text{test}} \leq E_i \leq E_{\text{test}} + 2 \cdot k \cdot \sigma_E \tag{5}$$

$$\sigma_E = \frac{\text{margin}}{2 \cdot k} \tag{6}$$

For 75 % probability, ($k = 1,15$) and a margin of 6 dB, the standard deviation shall be

$$\sigma_E \leq \frac{6 \text{ dB}}{2 \cdot 1,15} \approx 2,61 \text{ dB}.$$

For 75 % probability, ($k = 1,15$) and a margin of 10 dB, the standard deviation shall be

$$\sigma_E \leq \frac{10 \text{ dB}}{2 \cdot 1,15} \approx 4,35 \text{ dB}.$$

Table 1 – Values k for expanded uncertainty with normal distribution

Factor k	1	1,15	1,3	1,5	2	3
Probability %	68,3	75,0	80,6	86,6	95,5	99,7

5.2.2.2.3 Constant field strength method

At test point i the measured forward power is given as $P_{\text{fwd},i}$. The mean value \bar{P}_{fwd} and the standard deviation σ_P are calculated for N test points in logarithmic values using Equation (7) and Equation (8).

$$\bar{P}_{\text{fwd}} = \frac{1}{N} \sum_{(N)} P_{\text{fwd},i} \quad (7)$$

$$\sigma_P = \sqrt{\frac{1}{N-1} \sum_{(N)} (P_{\text{fwd},i} - \bar{P}_{\text{fwd}})^2} \quad (8)$$

The assumption of a normal distribution for the samples of the primary field component leads to Equation (9) for the probability that 75 % of the test results $P_{\text{fwd},i}$ will fall in the range of $2 \cdot k \cdot \sigma_P$

$$\bar{P}_{\text{fwd}} - k \cdot \sigma_P \leq P_{\text{fwd},i} \leq \bar{P}_{\text{fwd}} + k \cdot \sigma_P \quad (9)$$

where the factor k is chosen to be 1,15 (see Table 1).

The field is considered to be sufficiently homogeneous in the constant field strength method, if statistically at least 75 % of the measured forward powers $P_{\text{fwd},i}$ are within the tolerance of 0 dB to 6 dB above the minimum value P_{test} . This results in Equation (10).

$$P_{\text{test}} \leq P_{\text{fwd},i} \leq P_{\text{test}} + 6 \text{ dB} \quad (10)$$

Comparing the range in Equation (10) with Equation (9) gives Equation (11) and Equation (12) with the requirement for field homogeneity.

$$2 \cdot k \cdot \sigma_P \leq 6 \text{ dB} \quad (11)$$

$$\sigma_P \leq \frac{6 \text{ dB}}{2 \cdot k} \quad (12)$$

A forward power tolerance greater than 6 dB but less than 10 dB is allowed for a maximum of 5 % of the test frequencies (minimum of one frequency), provided that the actual tolerance and frequencies are stated in the test report.

The statistical approach is based on the assumption of normal distribution and the calculation of the mean value and the standard deviation of the forward power.

For 75 % probability, ($k = 1,15$) and a margin of 6 dB, the standard deviation shall be

$$\sigma_P \leq \frac{6 \text{ dB}}{2 \cdot 1,15} \approx 2,61 \text{ dB} .$$

For 75 % probability, ($k = 1,15$) and a margin of 10 dB, the standard deviation shall be

$$\sigma_P \leq \frac{10 \text{ dB}}{2 \cdot 1,15} \approx 4,35 \text{ dB}.$$

5.2.2.3 TEM mode verification

TEM waveguides can exhibit resonances above a certain cut-off frequency that is determined by the cross-sectional dimensions and/or the waveguide length. For practical use, the field in a TEM waveguide is considered to propagate in a TEM mode when the following requirements are met. This verification of the TEM mode applies to waveguides used either for immunity testing or emission measurements. The TEM mode behaviour shall be confirmed at regular intervals (see 5.2.2.4).

NOTE 1 Generally, a TEM waveguide manufacturer provides documentation on the TEM mode behaviour.

The TEM mode is considered to be dominant if statistically at least 75 % of the measured secondary (unintended) electric field components are at least 6 dB less than the primary component of the electric field. Secondary electric field components at levels up to –2 dB of the primary field component are allowed for a maximum of 5 % of the test frequencies (minimum of one frequency), provided that the actual tolerance and frequencies are stated in the test report.

NOTE 2 The 6 dB criterion of 5.2.2.3 describes the dominant TEM mode rather than the field uniformity, and is separate from and will not be confused with the field uniformity requirements of 5.2.2.2.

The statistical description of the ratio of the secondary and primary electric field component is based on the assumption of a Rayleigh distribution. For a Rayleigh-distributed measurand, the 75 % quantile $Q_{75\%}$ can be calculated analytically. It can be assumed that 75 % of the test points have a ratio lower than the quantile $Q_{75\%}$.

At test point i the measured primary field component is given as $E_{\text{prim},i}$ and the secondary field component as $E_{\text{sec},i}$. $E_{\text{sec},i}$ is the larger one of the two secondary field components. Both values are to be expressed for N test points in linear values. As given in Equation (13), the parameter s_R of the Rayleigh distribution can be estimated from the measured field components.

$$s_R \approx \sqrt{\frac{1}{2 \cdot N} \sum_{(N)} \left(\frac{E_{\text{sec},i}}{E_{\text{prim},i}} \right)^2} \quad (13)$$

The P -quantile of the Rayleigh distribution can be calculated by Equation (14).

$$Q_P = \sqrt{-2 \cdot s_R^2 \cdot \ln(1-P)} \quad (14)$$

For $P = 0,75$ the 75 % quantile $Q_{75\%}$ is determined according to Equation (15):

$$Q_{75\%} = \sqrt{-2 \cdot s_R^2 \cdot \ln(1-0,75)} = s_R \cdot 1,6651 \quad (15)$$

For $Q_{75\%} < 0,5$ it can be assumed that statistically 75 % of the test points have a secondary field component that is at least 6 dB less than the primary field component. For $Q_{75\%} < 0,794$ it can be assumed that statistically 75 % of the test points have a secondary field component that is at least 2 dB less than the primary field component.

5.2.2.4 Field uniformity and TEM mode measurement procedure

5.2.2.4.1 Constant forward power method

The procedure for carrying out the validation is known as the "constant forward power" method and is as follows.

- a) Position the three-axis probe at one of the points in the grid.
- b) Apply a forward power P_{fwd} to the TEM waveguide input port so that the primary component of electric field strength is to be $E_{\text{verification}}$ through the frequency range with the frequency steps specified in 5.2.2.1, and record the readings of all the forward powers and primary and secondary component field strengths.
- c) With the same forward power, measure and record the primary and secondary field strengths at the other test points.
- d) Calculate the standard deviation σ_E according to Equation (2) of 5.2.2.2. All measurement results are expressed in dB(V/m).
- e) Calculate the 75 % quantile $Q_{75\%}$ of the ratio of the secondary to the primary field component according to Equation (15) of 5.2.2.3. The calculation shall be performed using linear values.
- f) The standard deviation σ_E shall be less than 2,61 dB. It may be in the range of $2,61 \text{ dB} \leq \sigma_E \leq 4,35 \text{ dB}$ for a maximum of 5 % of the test frequencies (minimum of one frequency), provided that the actual values and frequencies are stated in the test report.
- g) The 75 % quantile $Q_{75\%}$ shall be less than 0,5. It may be in the range of $0,5 \leq Q_{75\%} \leq 0,794$ for a maximum of 5 % of the test frequencies (minimum of one frequency), provided that the actual values and frequencies are stated in the test report.
- h) Knowing the forward power P_{fwd} , the mean value of the primary field component and the standard deviation of the primary field component, the required forward power P_{test} for immunity testing (see Annex B) with the test field strength E_{test} can be calculated using Equation (16). The calculation shall be performed using linear values. The coverage factor k shall be chosen according to Table 1. In general, k shall be 1,15. The forward power shall be recorded.

$$P_{\text{test}} = \frac{E_{\text{test}}^2}{(\bar{E} - k \cdot \sigma_E)^2} \cdot P_{\text{fwd}} \quad (16)$$

- i) Confirm that the test system (e.g. the power amplifier) is not in saturation. Assuming that E_{test} has been chosen as 1,8 times a required test level of electric field strength, perform the following procedure over the frequency range:
 - 1) decrease the output from the signal generator by 5,1 dB from the level needed to establish a forward power of P_{test} , as determined in the preceding step;
 - 2) record the new forward power delivered to the TEM waveguide;
 - 3) subtract the forward power measured in step 2) from P_{test} . If the difference in power is between 3,1 dB and 5,1 dB, then the amplifier is not saturated and is adequate for use. If the difference is less than 3,1 dB, then the amplifier is saturated and is not suitable for use.

A flowchart of the procedure is shown in Figure 1 (see 5.4).

EXAMPLE If at a given test point 81 W gives a denominator in Equation (16) of 9 V/m, then 9 W is used for a test field strength of 3 V/m.

5.2.2.4.2 Constant field strength method

The procedure for carrying out the validation is known as the "constant field strength" method and is as follows.

- a) Position the three-axis probe at one of the points in the grid.
- b) Apply a forward power P_{fwd} to the TEM waveguide input port so that the primary component of electric field strength is to be $E_{\text{verification}}$ through the frequency range with the frequency steps specified in 5.2.2.1, and record the readings of all the forward powers and primary and secondary components of the field strengths.
- c) With the same field strength $E_{\text{verification}}$, measure and record the readings of all the forward powers and the primary and secondary field components of the field strengths at the other grid points.
- d) For field uniformity verification, calculate the standard deviation σ_P for all the forward powers measured at the points according to Equation (8) of 5.2.2.3. All measurement results are expressed in dBm.
- e) The standard deviation σ_P shall be smaller than 2,61 dB.

A maximum of 5 % of the test frequencies (at least one frequency) may be in the range of $2,61\text{dB} \leq \sigma_E \leq 4,35\text{dB}$. The actual values and frequencies shall be stated in the test reports.

- f) For TEM mode verification, calculate the 75 % quantile $Q_{75\%}$ of the ratio of the secondary to the primary field component according to Equation (15) of 5.2.2.3. The calculation shall be performed in linear values.
- g) The 75 % quantile $Q_{75\%}$ shall be smaller than 0,5. It may be in the range of $0,5 \leq Q_{75\%} \leq 0,794$ for a maximum of 5 % of the test frequencies (minimum of one frequency), provided that the actual values and frequencies are stated in the test reports.
- h) For immunity tests (see Annex B), knowing the forward power and the field strength $E_{\text{verification}}$, the necessary forward power P_{test} for the required test-field strength E_{test} can be calculated using Equation (17). The forward power shall be recorded.

$$P_{\text{test}} = \left(\frac{E_{\text{test}}}{E_{\text{verification}}} \right)^2 \cdot (\bar{P}_{\text{fwd}} + k \cdot \sigma_P) \quad (17)$$

- i) Confirm that the test system (e.g. the power amplifier) is not in saturation. Assuming that E_{test} has been chosen as 1,8 times a required test level of electric field strength, perform the following procedure in the frequency range:
 - 1) decrease the output from the signal generator by 5,1 dB from the level needed to establish a forward power of P_{test} , as determined in the above steps;
 - 2) record the new forward power delivered to the TEM waveguide;
 - 3) subtract the forward power measured in step b) from P_{test} . If the difference in power is between 3,1 dB and 5,1 dB, then the amplifier is not saturated and is adequate for use. If the difference is less than 3,1 dB, then the amplifier is saturated and is not suitable for use.

A flowchart of the procedure is shown in Figure 2 (see 5.4).

The uniformity validation is applicable for all EUTs whose individual faces (including any cabling) can be fully enclosed by the "uniform area". It is intended that the full uniform area validation is carried out annually or when changes have been made to the enclosure configuration (e.g. TEM cell or stripline within a shielded enclosure).

5.3 Special requirements and recommendations for certain types of TEM waveguides

5.3.1 Set-up of open TEM waveguides

To minimize ambient effects, open TEM waveguides should be installed inside a shielded room where practical.

NOTE 1 Ambient signal levels are defined in Annex A, Annex B, and Annex C and strongly depend on the test objectives.

A minimum distance of one plate spacing h from the open TEM waveguide to the shielded-room floor, walls, and ceiling is recommended. Additional anechoic material can be placed appropriately in the shielded room to minimize reflections. These distances are given for guidance only. Note that it is possible to construct an open TEM waveguide where one plate consists of the floor of the shielded room and the other is an installed septum.

NOTE 2 MIL-STD-461G [47] requires open TEM waveguides to be positioned in a shielded room. MIL-STD-461G [47] sets a minimum required distance to the walls in relation to the size of the waveguide. CISPR 20 [69] requires a minimum distance of 800 mm from walls, floor, and ceiling, corresponding to $1 h$.

5.3.2 Alternative TEM mode verification for a two-port TEM waveguide

As an alternative to the provisions in 5.2.2, the usable frequency range of a two-port TEM waveguide can be established using the following verification method.

Before testing the EUT, the TEM waveguide resonances shall be determined for two-port TEM devices with the test set-up and EUT installed, with EUT power off. In this case, the transmission loss of the TEM waveguide in the usable frequency range shall fulfil Equation (18):

$$A_{\text{tloss}} = \left| 10 \lg \left(\frac{P_{\text{output}}}{P_{\text{fwd}} - P_{\text{refl}}} \right) \right| \leq 1 \text{ dB} \quad (18)$$

where

A_{tloss} is the transmission loss of the loaded waveguide;

P_{refl} is the reflected power measured at the input port;

P_{fwd} is the forward power measured at the input port;

P_{output} is the output power measured at the second (output) port.

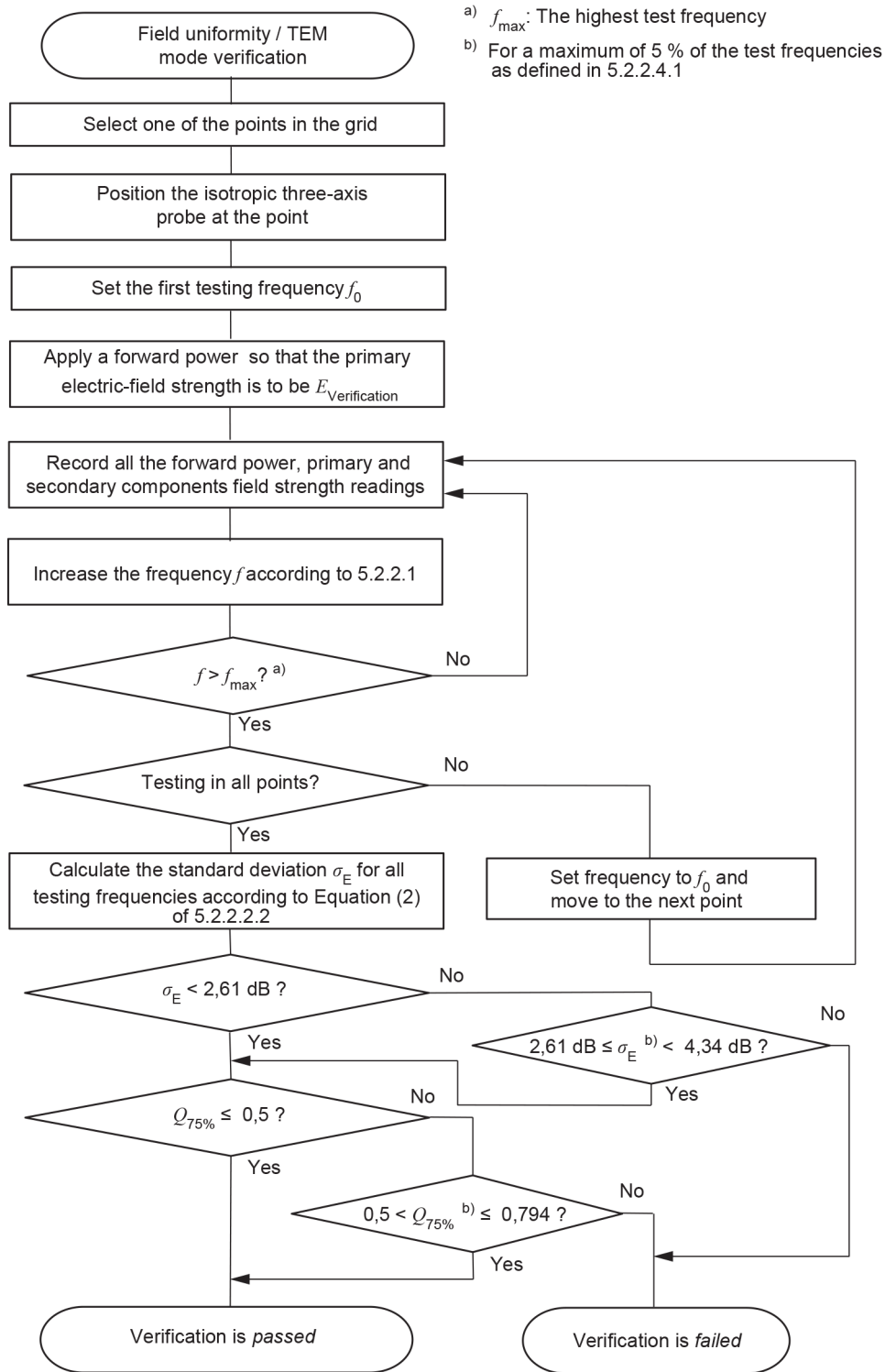
NOTE 1 The reflected, forward and backward (output) powers are measured with respect to the characteristic impedance of the TEM waveguide. An impedance transformer is not used. Equation (18) is valid for a characteristic impedance of 50Ω .

NOTE 2 This is an alternative verification method for a two-port TEM waveguide of the type described in ISO 11452-3 [37], and is based on the assumption that resonating higher order modes will extract energy from the TEM mode.

5.3.3 TEM mode generation for a four-port TEM waveguide

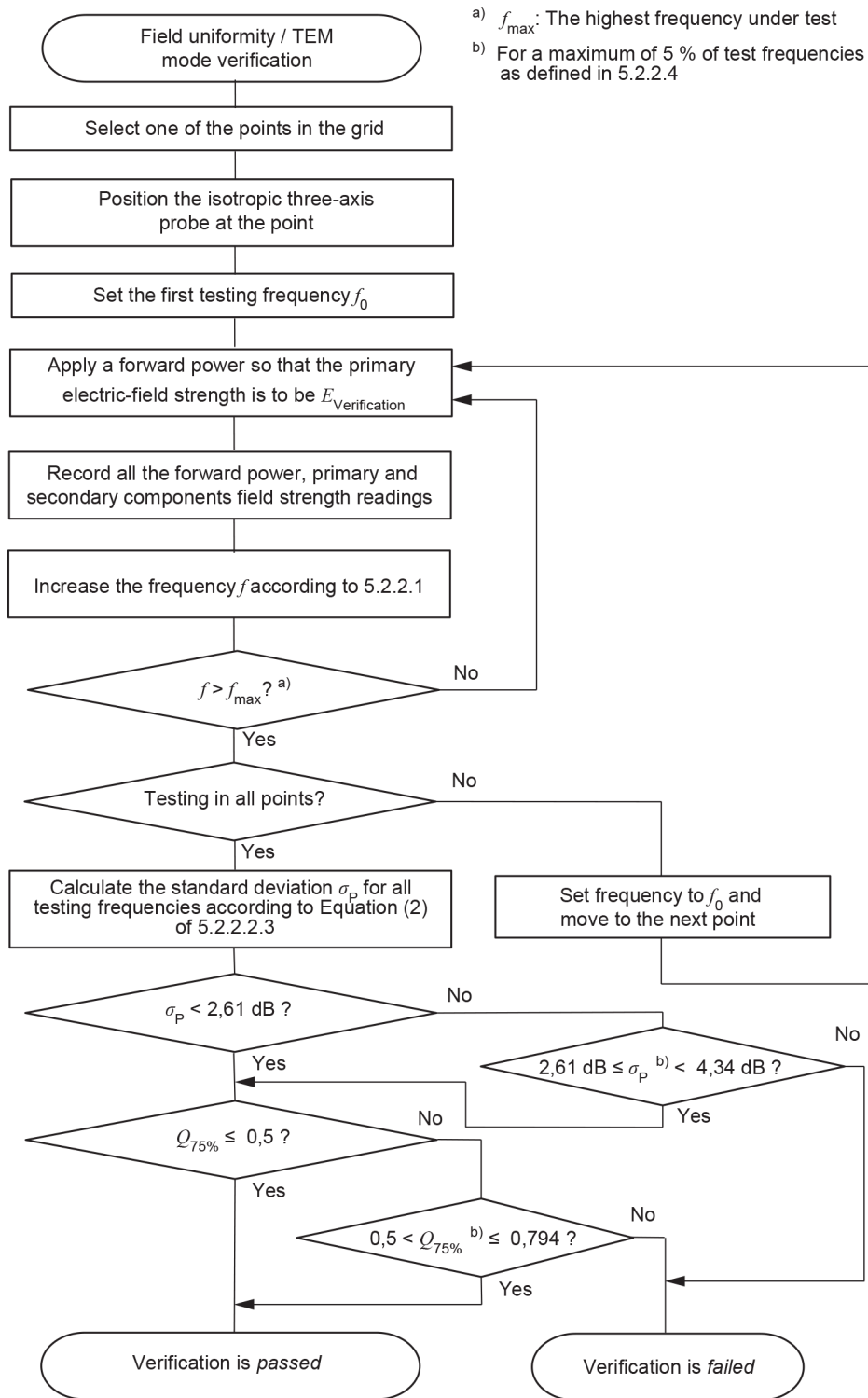
In order to generate a TEM mode, input signals shall be applied into ports 1 and 2 with the same amplitude and reversed phase as is shown in Figure D.6 (see Clause D.8). Ports 3 and 4 shall be terminated with 50Ω lumped loads (see [38] and [63]).

5.4 Figures for Clause 5



IEC

Figure 1 – Flowchart of TEM mode and field uniformity verification procedure with the “constant forward power” method (see 5.2.2.4.1)



IEC

Figure 2 – Flowchart of TEM mode and field uniformity verification procedure with the “constant field strength” method (see 5.2.2.4.2)

6 Overview of EUT types

6.1 General

An EUT type is a group of products with sufficient similarity in electromagnetic characteristics or mechanical dimensions such that testing with the same test installation and the same test protocol is allowable. The EUT type and its configuration are valid for immunity testing and emission measurements, to allow a uniform arrangement in the test volume.

6.2 Small EUT

An EUT is defined as a small EUT if the largest dimension of the enclosure is smaller than one wavelength at the highest test frequency (for example at 1 GHz, $\lambda = 300$ mm), and without any cables connected to the EUT.

6.3 Large EUT

An EUT is defined as a large EUT if it is

- a) an EUT with one or more exit cables,
- b) an EUT with one or more interconnecting cables,
- c) an EUT with or without cable(s) that has a dimension larger than one wavelength at the highest test frequency,
- d) a group of small EUTs arranged in a test set-up with interconnecting cables, and with or without exit cables.

However, a single EUT with interconnecting cables being part of that EUT, and with a cable routing that is not changed during the test, is considered to be a small EUT if the overall EUT dimensions meet the requirement specified in 6.2.

7 Laboratory test conditions

7.1 General

In order to minimize the effect of environmental parameters on test results, the test shall be carried out in climatic and electromagnetic reference conditions as specified in 7.2 and 7.3.

7.2 Climatic conditions

Unless otherwise specified by the committee responsible for the generic or product standard, the climatic conditions at the test site shall be within any limits specified for the operation of the EUT and the test equipment by their respective manufacturers.

Tests shall not be performed if the relative humidity is so high as to cause condensation on the EUT or the test equipment.

Where there is evidence that the measurements covered by this document are influenced by climatic conditions, this shall be noted in the test report.

7.3 Electromagnetic conditions

The electromagnetic conditions at the test site shall be such as to guarantee the correct operation of the EUT in order not to influence the test results.

8 Evaluation and reporting of test results

Testing shall be performed according to a test plan which shall be included in the test report. Test results and reporting requirements are dependent upon the type of test being performed.

The test report shall contain all the information necessary to reproduce the test. In particular, the following shall be recorded:

- a) the items specified in the test plan;
- b) identification of the EUT and any associated equipment, for example, brand name, product type, serial number;
- c) identification of the test equipment, for example, brand name, product type, serial number;
- d) any special environmental conditions in which the test was performed;
- e) any specific conditions necessary to enable the test to be performed;
- f) performance level defined by the manufacturer, requestor or purchaser;
- g) for immunity, performance criterion specified in the generic, product or product-family standard;
- h) for immunity, any effects on the EUT observed during or after the application of the test disturbance, and the duration for which these effects persist;
- i) for immunity, the rationale for the pass/fail decision (based on the performance criterion specified in the generic, product or product-family standard, or agreed between the manufacturer and the purchaser);
- j) any specific conditions of use, for example cable length or type, shielding or grounding, or EUT operating conditions, which are required to achieve compliance;
- k) drawing and/or pictures of the test set-up and EUT arrangement.

Annex A (normative)

Emission measurements in TEM waveguides

A.1 Overview

Annex A describes emission measurements in TEM waveguides.

The results of emission measurements made in TEM waveguides may be compared with limits derived in one of two ways:

a) TEM waveguide-based limits

This approach has been applied to specific product families (for example, procedures for integrated circuits, military devices, vehicle components and modules, etc.), as described in the references listed in the Bibliography. In this case, TEM waveguide emission measurement results are used and compared directly to an independent disturbance limit or guideline, usually developed specifically for one type of TEM waveguide. In some cases, the TEM waveguide limits may be derived from limit values used in other test facilities (see [54]).

b) OATS-based limits

This approach is applicable for EUTs that are subject to disturbance limits given in terms of field strength at an OATS. A correlation algorithm is used to derive the open-area test site (OATS) field strength levels from TEM waveguide measurement results.

Only case b) is described in detail in Annex A. Emission measurements using TEM waveguides requires a validation in order to demonstrate the suitability of the TEM waveguide being used. For each EUT type a validation procedure shall be carried out as described in Clause 5. In cases where only relative comparison is made within the same EUT product family, then correlation to OATS or other test sites is not required. In that case, product committees shall supply specific limits to determine the compliance of the measurement data.

Correlation algorithms are described in Clause A.3. Correlation algorithms use TEM waveguide voltage measurements to estimate equivalent OATS field strengths. Free-space field strength levels may also be estimated. These field strength levels, along with measurement results from the EUT type validation procedure, may then be compared to the requirements in documents.

A.2 Test equipment

The test equipment shall comply with the relevant requirements of CISPR 16-1-1.

NOTE An isotropic field sensor can be seen as an antenna (see CISPR 16-1-4 for antenna requirements). The calibration procedures of isotropic field probes and their specifications are described in Annex E and [35].

A.3 Correlating TEM waveguide voltages to electric field strength data

A.3.1 General

This procedure is intended to establish an alternative to OATS emission measurement methods. The TEM waveguide results are converted to equivalent OATS electric field strength (E-field) data. Clause A.3 describes an algorithm based on the assumption that the radiated power, as derived from a TEM waveguide measurement, is radiated by a dipole positioned above a perfectly conducting ground plane.

Correlation algorithms include in the calculation the distance between the EUT and each TEM waveguide conductor, h_{EUT} , and the conductor spacing h (or plate separation) at the centre of the EUT (see Figure D.7 to Figure D.11, in Clause D.8). The voltages measured with the EUT placed in the TEM waveguide are generated by the EUT emissions. After rotation (repositioning) of the EUT according to the requirements of the correlation algorithm, further voltage measurements are taken until all required positions have been tested. The correlation algorithm then uses these data to simulate an OATS test.

NOTE Information about correlation methods and example correlation data for emission measurements can be found in [5], [9], [22], [30], [52], [54], [59], and [60].

Subclause A.3.2 describes an algorithm based on a three-position test. Other algorithms have been proposed that can be useful for some EUTs (see [47] and [60]).

A.3.2 Correlation algorithms

A.3.2.1 General

Subclauses A.3.2.2 and A.3.2.3 show independent correlation approaches. Subclause A.3.2.2 describes the basic approach of correlation algorithms using the "multipole model", which uses a set of TEM waveguide tests to determine the equivalent multipole moments. Subclause A.3.2.3 describes another correlation algorithm that uses only the three voltage measurements; this latter procedure is often referred to as the "total radiated power method."

A.3.2.2 Multipole model

Any radiation source of finite size may be replaced by an equivalent multipole expansion which gives the same radiation pattern outside a volume encompassing the source. If the source is electrically small (characteristic dimensions less than 0,1 times the wavelength), then the initial multipole expansion terms, effectively electric and magnetic dipoles, will yield an accurate simulation of the source. The preceding statement holds for an arbitrary source. If the source itself consists of electric and magnetic dipole-like elements only, then the size restriction with respect to the wavelength may be relaxed.

The basic approach of correlation algorithms between TEM waveguides and OATS or free space data is to use a set of TEM waveguide tests to determine the multipole moments. Usually three complex-valued orthogonal dipole moments are used, requiring six or more measurements. With the basic three-orientation method, radiated power is estimated, but not the individual multipole moments. Once the radiated power is estimated, radiated fields either in free space or over an infinite ground plane may be derived numerically. In this way, it is possible to simulate the various source-to-receiver antenna configurations required by OATS emission standards.

For two-port TEM waveguides, measurements at both ports yield both amplitude and relative phase information (see [17], [44], [46], [53], and [56]). In this manner both the magnitude and the phase of the multipole moments may be determined and the radiation pattern accurately simulated, including possible nulls due to phase cancellation. For one-port TEM waveguides no relative phase information is available; thus, it is only possible to determine the magnitudes of the multipole moments (see [54], [59], and [60]). Because relative phase information is not known, one-port TEM waveguide correlation routines assume that all of the multipole moments radiate in phase. This yields an upper bound estimate only (see [13], [43], and [57]). Detailed radiation patterns cannot be simulated. The upper bound estimate is valid for comparison to standard limits. In [47] and [49] it was shown that cross-polar coupling does occur in TEM waveguides. The influences on emission measurements data have also been shown in those references.

A.3.2.3 One-port TEM waveguide correlation algorithm

A.3.2.3.1 General

The one-port correlation algorithm is based on three voltage measurements made in a TEM waveguide, from which the total radiated power of the EUT may be calculated. The individual dipole moments are not separately determined. The total radiated power is then used to simulate the maximum EUT fields over a ground plane based on a model of parallel dipoles (source dipole and receive dipole) transmitting the same total power.

A.3.2.3.2 TEM waveguide voltage measurements

The voltages are measured at the TEM waveguide coaxial connector for three orientations of the EUT that are specified as follows. An (x,y,z) axis system is assigned to the TEM waveguide according to Figure D.7 to Figure D.11 (see Clause D.8). A standard choice is to align the z -axis in the direction of propagation, the y -axis parallel to the electric field vector (vertical) and the x -axis parallel to the magnetic field vector. The centre of the EUT is placed at $(x = 0, y, z)$, with $x = 0$ in the middle of the septum. A local "primed" coordinate system (x', y', z') is assigned to the EUT. For example, position 65 aligns x' with x , y' with y , and z' with z , as indicated in Figure A.4. The triplets (65, 41, 24), (45, 21, 14), (15, 31, 54), and (35, 51, 64) form a set of three orthogonal orientations that can be used for the three-orientation correlation algorithm. Designating the three voltage measurements by V_{p1} , V_{p2} , V_{p3} , it can be shown (see [47] and [60]) that the total radiated power P_0 due to the EUT is given by Equation (A.1)

$$P_0 = \frac{\eta_0}{3\pi} \cdot \frac{k_0^2}{\epsilon_{0y}^2 Z_c} \cdot S^2 \quad (\text{A.1})$$

where the S factor is given by Equation (A.2) or Equation (A.3)

$$S = \sqrt{V_{p1}^2 + V_{p2}^2 + V_{p3}^2} \quad (\text{A.2})$$

$$S = \sqrt{10^{\frac{V_{p1}|_{\text{dB}} - 120}{10}} + 10^{\frac{V_{p2}|_{\text{dB}} - 120}{10}} + 10^{\frac{V_{p3}|_{\text{dB}} - 120}{10}}} \quad (\text{A.3})$$

and where

V_{p1} , V_{p2} , V_{p3} are the voltage measurements from three EUT positions;

S is the root-sum-square of measured voltages;

$k_0 = \frac{2\pi}{\lambda}$ is the wave number;

$\eta_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \approx 120\pi\Omega \approx 377\Omega$ is the free space wave impedance;

Z_c is the characteristic impedance of the TEM waveguide in Ω (typically 50 Ω);

ϵ_{0y} is the TEM mode field factor: the normalized y -component of the electric field at the EUT location (for Equation (A.1): $(x = 0, y, z)$).

For some EUTs, it can be necessary to test three orthogonal orientations at each of four start orientations (start orientations 65, 45, 15, and 35 in Figure A.4) for a total of 12 canonical orientations. The maximum voltage measurement and the voltage measurements from the two corresponding orthogonal orientations are then used in the usual three-orientation method [29].

A.3.2.3.3 Determining the field factor

a) The algorithm described here requires the primary y -component TEM mode electric field. Higher order field modes are not directly coupled to the voltage at the port. The field factor e_{0y} is the normalized y -component of the electric field of the TEM mode at a given test location of the EUT. Two possible procedures to derive the field factor e_{0y} are as follows.

The e_{0y} field factor for each specific type and size of TEM waveguide shall be provided by the manufacturer.

b) Experimental procedure

The field factor can be determined experimentally via a measurement of the y -component of the electric field E_y in V/m (for an empty cell) at the location (x, y, z) of the EUT centre with a known input power P_i in watts according to Equation (A.4)

$$e_{0y} = \frac{E_y(x, y)}{\sqrt{P_i}} \quad (\text{A.4})$$

c) Analytical procedure

For a TEM cell with a rectangular cross-section as shown in [60] the normalized TEM mode component can be analytically approximated with Equation (A.5)

$$e_{0y} = \frac{4}{a} \sqrt{Z_c} \cdot \sum_{m=1,3,5,\dots}^{\infty} \left(\frac{\cosh(M \cdot y)}{\sinh(M \cdot h)} \cdot \cos(M \cdot x) \cdot \sin\left(M \cdot \frac{a}{2}\right) \cdot J_0(M \cdot g) \right) \quad (\text{A.5})$$

where

$$M = m \frac{\pi}{a}, \quad m = 1, 3, 5, \dots, \infty;$$

a is the cell width (see Figure D.7 to Figure D.11 in Clause D.8) at z ;

h is the septum height at z ;

g is the gap width at z ;

x, y, z is the location of the EUT centre;

J_0 is the zero-order Bessel function.

Only a few terms of this series need to be retained for a good approximation of e_{0y} . Field factor results for a variety of geometries are given in [43].

A.3.2.4 Correlation to OATS

EUT emissions over an OATS are simulated by assuming that the EUT's total radiated power, as estimated by the TEM waveguide tests, is the same as that emitted by a dipole (replacing the EUT) over an ideal perfectly conducting half-space.

The equations for the fields from a dipole are well known and the ideal ground plane is accounted for by introducing an image dipole. The fields are calculated over the equivalent height scan of the receive antenna as required by the OATS method. The simulated maximum received signal for two polarizations (horizontal, vertical) then gives the estimated maximum field strength E_{\max} . Using the geometry factor g_{\max} determined by the height-scan of the receiving dipole, E_{\max} is given by Equation (A.6) and Equation (A.7)

$$E_{\max} = g_{\max} \cdot \sqrt{\frac{3\eta_0}{4\pi} P_0} \quad (\text{A.6})$$

$$E_{\max} = g_{\max} \cdot \frac{\eta_0 k_0}{2\pi \cdot e_{0,y}} \cdot \frac{S}{\sqrt{Z_c}} \tag{A.7}$$

where

S is the root-sum-square of measured voltages, defined by Equation (A.2);

$k_0 = \frac{2\pi}{\lambda}$ is the wave number;

$\eta_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \approx 120\pi\Omega \approx 377\Omega$ is the free-space impedance;

Z_c is the characteristic impedance of the TEM waveguide in Ω (typically 50 Ω);

$e_{0,y}$ is the TEM-mode field factor: the normalized y -component of the electric field at the EUT location (for Equation (A.1): $(x = 0, y, z)$);

and g_{\max} is according to Equation (A.8).

$$g_{\max} = \begin{cases} \left| \frac{e^{-jk_0 r_1}}{r_1} - \frac{e^{-jk_0 r_2}}{r_2} \right|_{\max} & \text{horizontal polarization} \\ \left| \frac{1}{r_1 r_2} \left[r_2^2 + r_1^2 - 2r_1 r_2 \cos(k_0 (r_2 - r_1)) \right]^{1/2} \right|_{\max} & \\ \left| \frac{s^2 e^{-jk_0 r_1}}{r_1^2 r_1} + \frac{s^2 e^{-jk_0 r_2}}{r_2^2 r_2} \right|_{\max} & \text{vertical polarization} \\ = \left| \frac{s^2}{r_1^3 r_2^3} \left[r_2^6 + r_1^6 + 2r_1^3 r_2^3 \cos(k_0 (r_2 - r_1)) \right]^{1/2} \right|_{\max} & \end{cases} \tag{A.8}$$

with the following parameters as shown in Figure A.5 (see Clause A.7):

where

$r_1 = \sqrt{s^2 + (R_H - h_g)^2}$ is the distance source dipole to the receiving dipole;

$r_2 = \sqrt{s^2 + (R_H + h_g)^2}$ is the distance image dipole to the receiving dipole;

s is the receiving dipole to the source dipole horizontal distance as designated in normative standards. Normally this value is 30 m, 10 m or 3 m;

h_g is the height of the EUT above the ground plane;

R_H is the height of the receiving dipole above the ground plane.

Normally this parameter is varied over the range 1 m to 4 m.

The maximum free-space, far-zone electric field at a distance r is given by $E_{\max} = \frac{1}{r} \sqrt{\frac{\eta_0}{4\pi}} D_{\max} P_0$, where D_{\max} is the maximum directivity of the antenna. Equation (A.6) follows from setting D_{\max} equal to 3 and accounting for the image antenna and distance r via the geometry factor g_{\max} . The value $D_{\max} = 3$ is an upper limit for an electrically small antenna and follows from the presence of an electric and a magnetic dipole both orientated and phased for maximum directivity. For an electric or magnetic dipole alone $D_{\max} = 1,5$. This is the more likely case for an unintentional radiator since one source type should be dominant. In this sense, Equation (A.6) can be viewed as the “worst case” condition.

Generally, the directivity D is given by either an assumed value, or a value known *a priori*, or the measured directivity of the EUT. The one-port TEM waveguide correlation algorithm has always assumed a “worst-case” estimate based on a) total radiated power versus the OATS scanning volume or cone, and b) the implicit worst-case directivity choice. For comparison with other total radiated power emission measurement methods, for example, in reverberation chambers, directivities of $D = 1,5$ or $D = 1,7$ may be used. For the purposes of this document, the “worst-case” small-EUT directivity of $D = 3$ is used.

This correlation method is valid for small EUTs as defined in 6.2.

NOTE For product classes having approximately the same size (form factor) and functionality, a full TEM waveguide to OATS comparison is made using a representative product from that class. This comparison forms a reference so that only TEM waveguide testing is needed for other products within that specific product class.

Another correlation method is from TEM waveguide measurement results to free space field strength levels. For the free space case (or equivalently, fully anechoic chamber), the reflection terms caused by the ground plane (terms with subscript 2 in Equation (A.8)) are omitted.

Alternately, E_{\max} may be expressed in dB(μ V/m) as Equation (A.9):

$$E_{\max} = 20 \lg\left(\frac{g_{\max}}{\text{m}^{-1}}\right) + 10 \lg\left(\frac{P_0}{1 \text{ W}}\right) + 139,5 \quad (\text{A.9})$$

The factor $20 \cdot \lg(g_{\max} \cdot 1 \text{ m})$ can be calculated with each measurement, or interpolated from pre-calculated look-up tables for standard geometries.

E_{\max} can also be expressed as a function of the measured voltages. The insertion of P_0 from Equation (A.1) and S from Equation (A.2) into Equation (A.6) and conversion to dB(μ V/m) leads to Equation (A.10)

$$E_{\max} = 20 \lg\left(\frac{g_{\max}}{\text{m}^{-1}}\right) + 20 \lg\left(\frac{\eta_0 k_0}{2\pi \cdot \epsilon_{0y} \cdot \sqrt{\Omega}}\right) + 10 \lg\left(\frac{S^2}{Z_c \cdot 1 \text{ W}}\right) + 120 \quad (\text{A.10})$$

A.4 Emission measurement correction factors

A.4.1 Reference emission sources

Correction factors can be determined using a set of reference emission sources with well-characterized OATS-method emission responses. The reference sources are selected on the basis of the types of EUTs that will be tested in the TEM waveguide. The following five types of reference sources are recommended to represent general EMC applications; these represent variations of table-top equipment as defined in CISPR 32 [68].

- a) A battery-powered comb generator with a broadband antenna, which is an example of a small EUT. The largest dimension of the comb generator should be smaller than $0,1 h$, where h is the conductor spacing. If there is no comb generator available on the market that fulfills the size requirement, a comb generator with size up to $0,35 h$ may be used. In this case the size and type of the used comb generator and the regularly allowed size ($0,1 h$) are stated at the same clause in the test protocol and marked specially. The EUT enclosure should be smaller than one wavelength at the highest frequency tested (see 6.2).
- b) A battery-powered comb generator with a wire attached, which is an example of a large EUT without exit cables (see 6.3). The attached wire should extend to the edge of, but remain within, the usable test volume.
- c) A battery-powered comb generator with an attached exit cable, which is an example of a large EUT with exit cables. The attached wire runs to and through a ferrite clamp.
- d) A 480 mm rack-mount enclosure with a built-in comb generator, with at least two exit cables, intended to be an example of a large EUT with exit cables.
- e) An EUT with any of the form factors of a) to d), with a built-in broadband noise source (rather than a comb generator).

For examples a) to d), the comb generator should produce spectral lines every 10 MHz or less over the entire frequency range of interest. For example e), the broadband source should cover the entire frequency range of interest.

The output spectrum should be stable with variations of less than 1 dB during the test duration.

NOTE If the largest dimension of the source is smaller than $0,1 h$, minimal perturbation of the TEM mode can be assumed.

For manufacturers of specific TEM waveguide types and sizes, it is recommended that emission measurements be performed using the examples of EUTs in four or more TEM waveguides of the same type and size, and four or more different OATS. The results are valid for all TEM waveguides of the same type and size. An identical EUT arrangement, receiver detector function, dwell time, and bandwidth should be used at all frequencies and at each test site. The three-orientation correlation algorithm should be applied to convert the TEM waveguide-measured voltages into OATS field strength values.

A.4.2 Arrangement of small EUTs

Tests are performed using a specific test sequence with an example of a small EUT in a TEM waveguide. The EUT is placed in the centre of the test volume, for example on a test set-up support, and turned to a minimum of three orthogonal orientations around the ortho-axis (see Figure A.1 and Figure A.2 in Clause A.7). In some cases, the use of a non-conductive cube to enclose the affixed EUT, or use of a manipulator, can assist with the rotations.

A.4.3 Calculation of the small EUT correction factor

In the case of the example of a small EUT, a statistical correction factor has been seen to improve the agreement between OATS and three-orientation correlation algorithm TEM waveguide field strengths.

The emission measurement in TEM waveguides is based on the total radiated power method. Therefore, all possible orientations are considered. When comparing OATS data with TEM waveguide measurements, the operator should select the orientation of the EUT on the OATS with the maximum emission.

The correction factor calculation is based on the differences of the average and standard deviation of both the TEM waveguide-correlated and the OATS-measured field strengths at each frequency. An additional radiation pattern correction factor has also been seen to improve agreement between OATS and TEM waveguide results for the small EUT. The correction factor c_f at each frequency f is calculated using Equation (A.11):

$$c_f = \bar{x}_f - d_{s,f} - t \quad (\text{A.11})$$

where

\bar{x}_f is the average difference between TEM waveguide and OATS field strength results;

$d_{s,f}$ is the difference of the standard deviations of multiple TEM waveguide and OATS readings according to Equation (A.13);

t is the radiation pattern uncertainty factor according to Equation (A.19).

A small EUT might not have an omnidirectional radiation pattern; this difference should be taken into account by the factor t in Equation (A.11). Measurements on different OATS and in different TEM waveguides can result in deviations also. This is taken into account by $d_{s,f}$ in Equation (A.11). The typical order of magnitude of t and $d_{s,f}$ is 1 dB.

The difference of the averages of the field strength results at each frequency is given by Equation (A.12)

$$\bar{x}_f = \left(\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n g_{i,f} - \frac{1}{m} \sum_{k=1}^m o_{k,f} \right) \quad (\text{A.12})$$

where

$g_{i,f}$ is the TEM waveguide electric field strength correlated with free space (according to A.3.2.4);

$i = 1 \dots n$ n is the number of TEM waveguide measurements;

$o_{k,f}$ is the OATS electric field strength;

$k = 1 \dots m$ m is the number of OATS measurements;

f is the frequency;

$g_{i,f}$ are the correlated field strength results from $i = 1 \dots n$ measurements using one or more TEM waveguides of a specific type and size; and

$o_{k,f}$ are the results from $k = 1 \dots m$ measurements using one or more different OATS.

NOTE 1 The quantities $g_{i,f}$ and $o_{k,f}$ follow a log-normal distribution and therefore Equation (A.12) can be expressed using a logarithmic scale.

The difference of the standard deviations of the multiple TEM waveguide and OATS readings is given by Equation (A.13)

$$d_{s,f} = s_{\text{TEM},f} - s_{\text{OATS},f} \quad (\text{A.13})$$

Here $s_{\text{TEM},f}$ is the standard deviation of the TEM waveguide multiple field strength values, given by Equation (A.14)

$$s_{\text{TEM},f} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (g_{i,f} - \bar{g}_f)^2}{n-1}} \quad (\text{A.14})$$

and $s_{\text{OATS},f}$ is the standard deviation of the results from one or multiple OATS, given by Equation (A.15)

$$s_{\text{OATS},f} = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^m (o_{k,f} - \bar{o}_f)^2}{m-1}} \quad (\text{A.15})$$

In these standard deviation equations, the mean of each TEM waveguide and the OATS levels are given by Equation (A.16) and Equation (A.17)

$$\bar{g}_f = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n g_{i,f}, \text{ for the TEM waveguide} \quad (\text{A.16})$$

$$\bar{o}_f = \frac{1}{m} \sum_{k=1}^m o_{k,f}, \text{ for OATS} \quad (\text{A.17})$$

If the TEM waveguide is unique ($n=1$), for example built for experimental use in a single laboratory, then $s_{\text{TEM},f}=0$ for the determination of the correction factor of this specific waveguide. Therefore, results from a unique TEM waveguide cannot be used for the validation of any other TEM waveguides, even of the same type and size.

For each specific TEM waveguide, the radiation pattern uncertainty factor t is derived from a series of three-position correlation tests made at eight starting positions; for example, 0° , 45° , 90° , 135° , 180° , 225° , 270° , and 315° . For instance, with start position 65 of Figure A.4 ($xx'yy'zz'$) (see Clause A.7), the EUT is rotated to those angles around the y -axis. At each start position, the three-position correlation method is used to yield, in sum, a series of eight correlated field strength values designated E_α ($8 \times 3 = 24$ voltage readings). \bar{E}_α is the mean value of the electric field strength, specifically, $\bar{E}_{0^\circ} = (E_{0^\circ} + E_{90^\circ})/2$, ..., $\bar{E}_{225^\circ} = (E_{225^\circ} + E_{315^\circ})/2$. A maximum field strength, $E_{\alpha,\text{max}}$, is obtained as the highest field strength for each pair of values separated by 90° . Specifically,

$$E_{0^\circ,\text{max}} = \max(E_{0^\circ} + E_{90^\circ}), \dots, E_{225^\circ,\text{max}} = \max(E_{225^\circ} + E_{315^\circ})$$

A standard deviation factor is calculated using Equation (A.18).

$$t_{90^\circ,f} = \sqrt{\frac{\sum_{\alpha=0^\circ \cap 90^\circ}^{225^\circ \cap 315^\circ} (E_{\alpha,\text{max}} - \bar{E}_\alpha)^2}{l-1}} \quad (\text{A.18})$$

where l is the number of start positions (eight in the above example).

The final radiation pattern uncertainty factor t is obtained as the average of these according to Equation (A.19)

$$t = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (t_{90^\circ,f}). \quad (\text{A.19})$$

NOTE 2 Instead of the r -factor approach, the six-position method [42] or the twelve-position method [55] can be considered; the key condition is that the maximum radiated power value is captured. Comparison data are shown in [28] and [29].

A.5 Emission measurement procedures in TEM waveguides

A.5.1 EUT types

A.5.1.1 Small EUTs

A small EUT shall be tested using two start orientations in a TEM waveguide. The first start orientation is arbitrary, while the second start orientation is the first start orientation rotated as shown in Figure A.4 (see Clause A.7). For each start orientation, the applicable correlation algorithm EUT rotations are performed. For example, the three-orientation method of A.3.2.3.2 requires that three orientations be tested. This procedure shall be carried out with start orientation 65 and 15, or 45 and 35, of Figure A.4 (a total of $2 \times 3 = 6$ orientations). The highest correlated field strength from these two data sets shall be reported at each frequency.

NOTE The frequency range is determined by the applicable emission limit or test objective, usually 30 MHz to 1 GHz for small EUTs. The usable frequency range is determined by the TEM mode verification tests (see 5.2.2).

A.5.1.2 Large EUTs

Large EUTs can be tested using twelve orientations, as depicted in Figure A.4 (see Clause A.7). For each EUT orientation, exit cables shall be aligned as closely as possible with the primary TEM mode electric field component (e.g. the y -axis in Figure D.7; see Clause D.8) until the outer wall is reached. The cables then shall be routed along the outer wall to the exit point. Interconnecting cables shall be arranged in a manner consistent with typical EUT usage.

The maximum received voltage over the twelve orientations shall be found and converted to an electric field strength $E_{\max,TL}$ according to Equation (A.20) using an equivalent antenna factor for the TEM waveguide $F_{a,TL}$ given by Equation (A.21)

$$E_{\max,TL} = V_{\max} \cdot F_{a,TL} \quad (\text{A.20})$$

$$F_{a,TL} = \frac{\eta_0}{Z_c} \frac{h}{r_{TL}} \frac{1}{\lambda} \quad (\text{A.21})$$

where r_{TL} is the distance from the TEM waveguide measurement port to the EUT position.

This TEM waveguide maximum electric field strength can be compared to OATS-based emission limits E_{\max} (see Clause A.1) by normalizing it to the OATS test separation distance s according to Equation (A.22)

$$E_{\max} = E_{\max,TL} \cdot 2 \cdot \frac{r_{TL}}{s} \quad (\text{A.22})$$

A.5.2 EUT arrangement

The following information is given for guidance purposes.

The EUT is placed in the centre of the usable test volume (see 5.2.2) on a manipulator (see 3.1.13, and Figure A.1, Figure A.2b), and Figure A.2c) in Clause A.7), or on a test set-up support (see 3.1.24).

EUTs without any cables should be fixed in the rotation centre of the manipulator. Using the manipulator, the EUT is rotated around its electrical centre (which can be assumed to be identical with the geometrical centre of the EUT).

For EUTs with cable(s), the following cable routing applies. Long cables should be bundled according to the requirements stated in CISPR 16-2-3:2016 and CISPR 16-2-3:2016/AMD1:2019, 6.4 and 7.5.4 [67]. The interconnecting cable(s) should be routed perpendicularly from each case. In order to obtain repeatable measurement results, the relative positions of the interconnecting cable(s) and of the EUT should not change throughout the three-orientation correlation algorithm. If the cable(s) are too long, the interconnecting cable(s) can be bundled according to CISPR 16-2-3:2016 and CISPR 16-2-3:2016/AMD1:2019, 6.4 [67].

The exit cable(s) should be routed perpendicularly from each EUT enclosure to the boundary of the usable test volume. The cable is then routed along the border of the usable test volume to the corner at the ortho-angle and the lower edge of the test volume (Figure A.1). Using a positioner as shown in Figure A.2b), the exit cable(s) should be routed along the ortho-axis. The cable position should be restrained, for example, by non-conductive clamps. The exit cable(s) are routed from the lower corner of the usable test volume at the ortho-angle to the absorbing clamp(s) at the TEM waveguide ground plane. Multiple cables should be separated by approximately 100 mm. At the TEM waveguide ground plane, each cable is terminated by separate absorbing clamps or by clip-on ferrites (see [1]). The insertion loss of the clamp (or clip-on ferrite) should be greater than 15 dB for the frequency range of 30 MHz to 1 000 MHz. The connection cable should not touch the inner or outer conductor of the TEM waveguide before the cable is terminated by the absorbing clamp or clip-on ferrite. Up to 1,3 m of cable precedes the clamp location. If the cable is shorter than 1,3 m, then all of the cable precedes the clamp location. If the cable is longer than 1,3 m, then at least 1,3 m of cable should precede the clamp location (see Figure A.1). Exit cables are routed from the absorbing clamps to connectors on the floor or wall, and then connected to associated equipment outside the TEM waveguide.

A.6 Test report

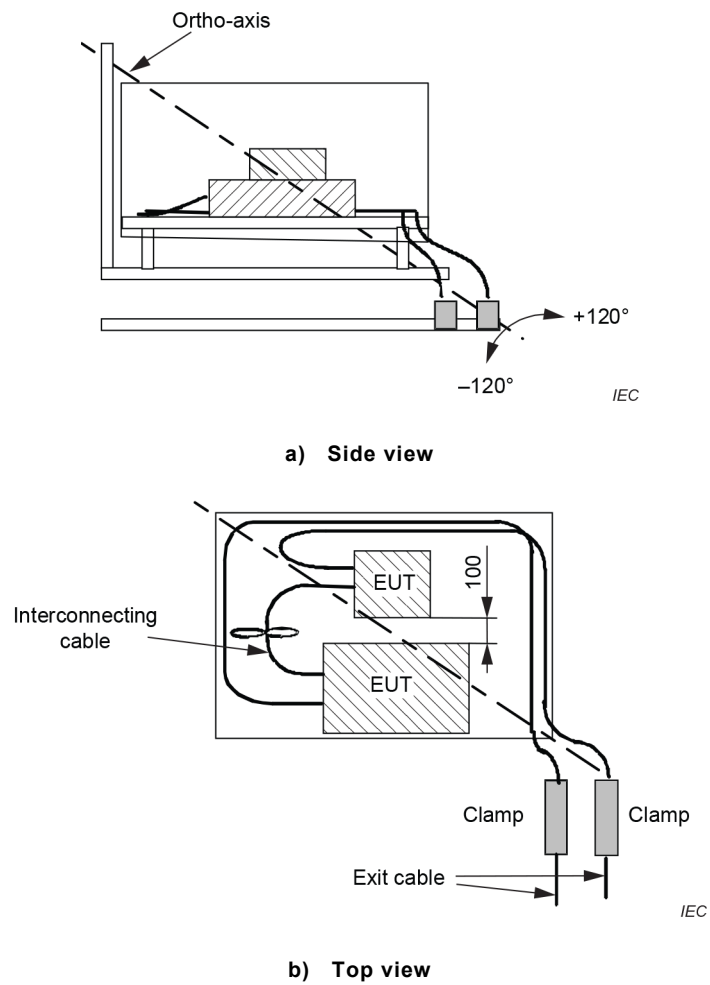
The test report shall include both the corrected (E) and uncorrected (E_{\max}) field strength results, as determined according to Equation (A.23)

$$E = E_{\max} - c_f \quad (\text{A.23})$$

with E_{\max} in V/m from Equation (A.6) and c_f in V/m from Equation (A.11), or with Equation (A.24) (in dB)

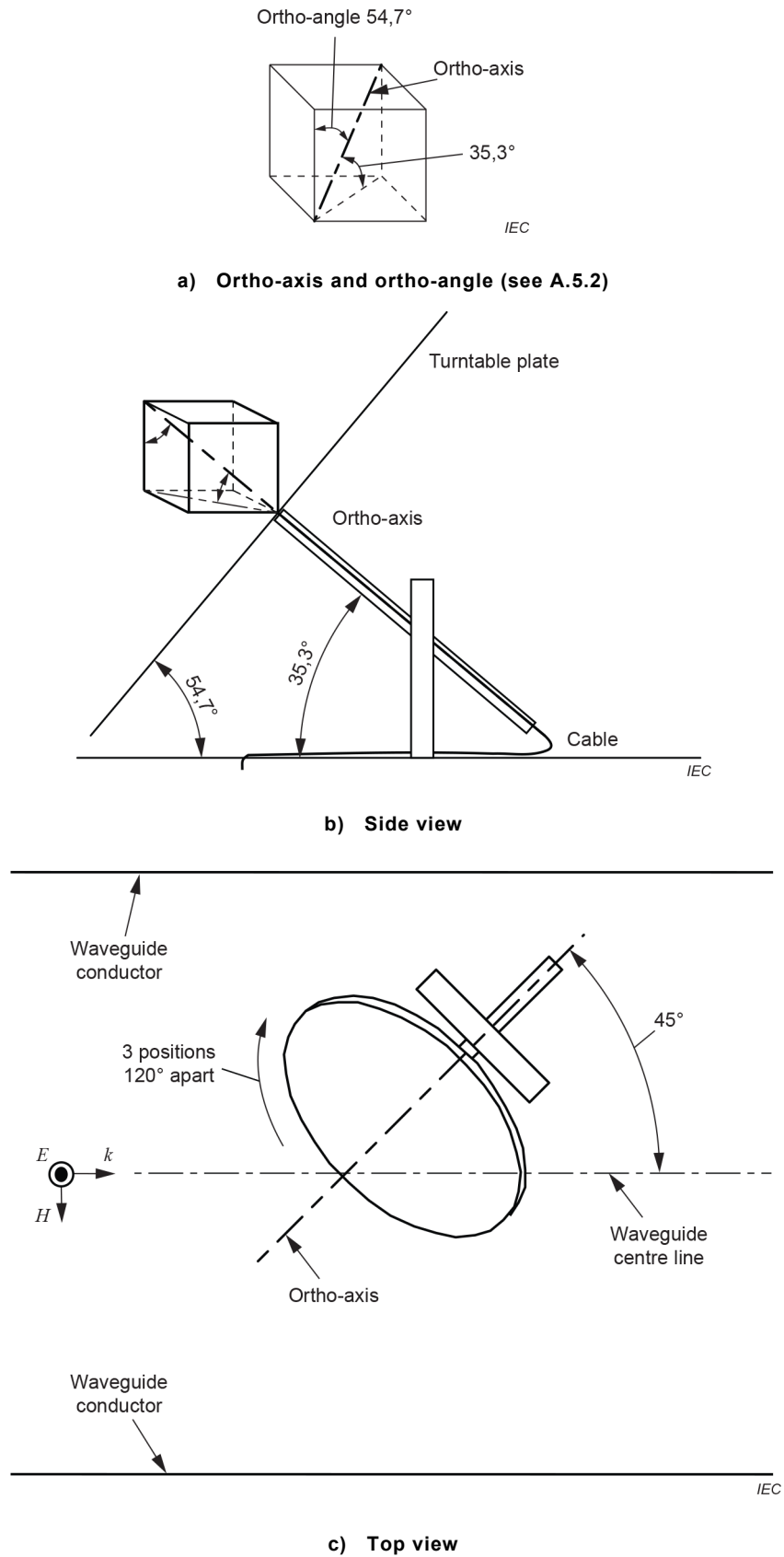
$$E|_{\text{dB}} = E_{\max}|_{\text{dB}} - 20 \lg \left(\frac{c_f}{1 \text{ V/m}} \right) - 120 \quad (\text{A.24})$$

with $E_{\max}|_{\text{dB}}$ in dB($\mu\text{V/m}$) from Equation (A.9) and c_f in V/m from Equation (A.11).

A.7 Figures for Annex A

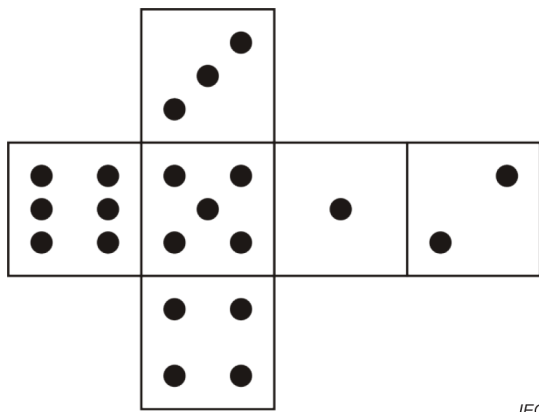
The length of the connection cable between the EUT case and the termination shall be approximately 1,3 m.

Figure A.1 – Routing the exit cable to the corner at the ortho-angle and the lower edge of the test volume in a TEM waveguide (see A.5.2)



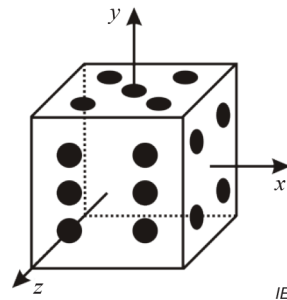
NOTE Analogous to the set-up of Figure A.1, this positioner gives three orthogonal positions by means of three 120° rotations around the ortho-axis.

Figure A.2 – Basic ortho-axis EUT positioner or manipulator (see 3.1.13, A.4.2, A.5.1.2, A.5.2)



IEC

a) Die net for the EUT



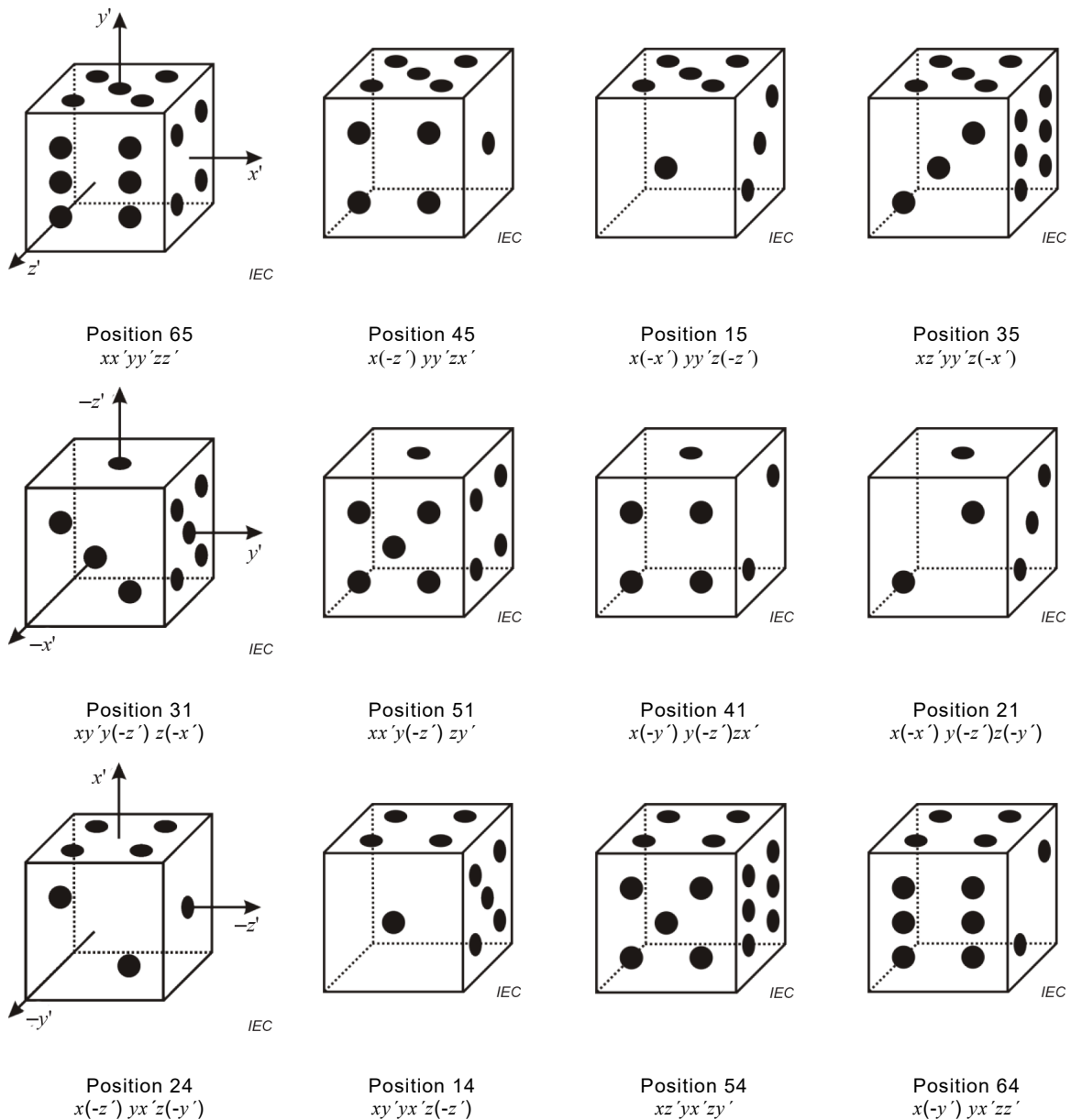
IEC

b) Axis alignment in position 65

NOTE 1 The axes x , y , z represent the TEM waveguide's coordinate axes, where z is the direction of propagation, and the primary field component is polarized along the y -axis. Each EUT position consists of two numbers: the number in the positive z -direction and the number in the positive y -direction. Therefore Figure A.3b) displays the EUT in position 65 as shown in Figure A.4.

NOTE 2 For most EUTs position 65 is redundant with position 62. Generally speaking, each position has a redundant position for which the sum of the second digits of the position name is seven (e.g. 46 and 41, 64 and 63).

Figure A.3 – Die pattern and axis alignment for an EUT [26] (see A.3.2.3.2)

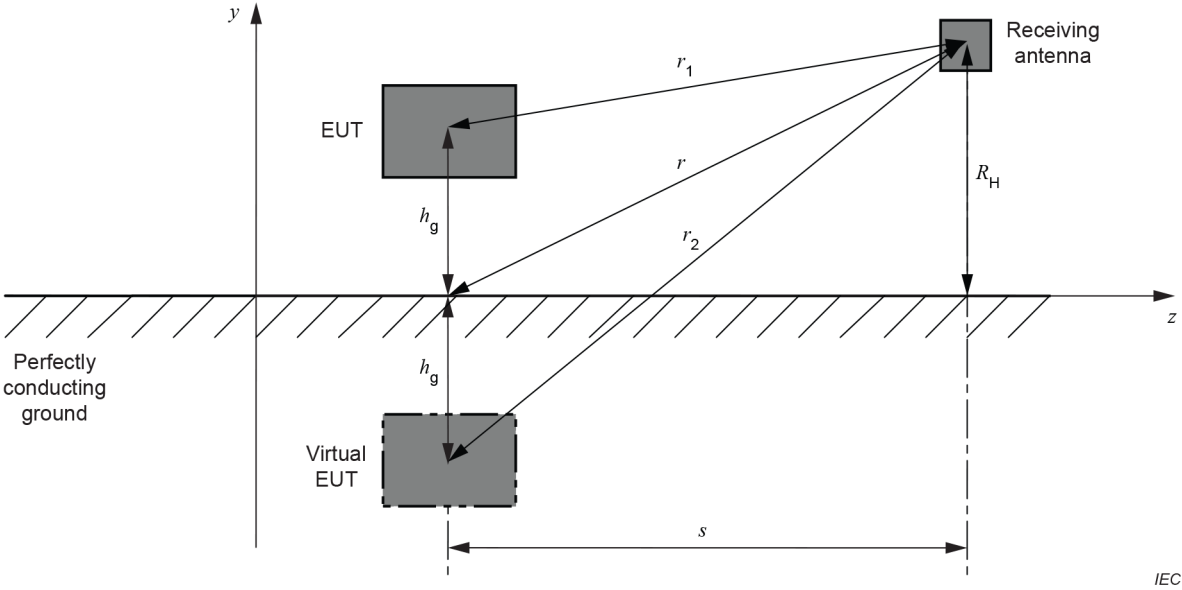


NOTE 1 In this figure, x, y, z refer to the TEM waveguide coordinate axes, x', y', z' are the EUT coordinate axes, and the field is polarized along the y -axis and propagating along the z -axis. The virtual (or geometric or phase) centre of the EUT remains at the same position relative to the TEM waveguide conductors.

NOTE 2 These twelve positions can be obtained by rotating the EUT three times by -90° around the y -axis of the TEM waveguide (65, 45 15, 35), then tilting the EUT by -90° around the z -axis of the TEM waveguide. Another three rotations around the y -axis (31, 51, 41, 21), followed by another tilt around the z -axis, and the last three rotations around the y -axis (24, 14, 54, 64), provide the required twelve non-redundant measurement positions.

NOTE 3 The triplets (65, 41, 24), (45, 21, 14), (15, 31, 54), and (35, 51, 64) form a set of three orthogonal orientations that can be used for the three-orientation correlation algorithm. Similarly, in an immunity test, the minimum eight faces are given by, for example, the two sets of four orientations (24, 14 54, 64) and (65, 45, 15, 35) in the first and the third rows of this figure.

Figure A.4 – Non-redundant twelve-face and axis orientations for a typical EUT [26] (see A.3.2.3.2)



NOTE The z -axis is horizontal like the ground plane and is aligned with the propagation direction. This is consistent with the coordinate system of TEM waveguides, where the z -axis is parallel to the conductor and aligned with the propagation direction.

Figure A.5 – Open-area test site (OATS) emission measurements geometry (see A.3.2.4)

Annex B (normative)

Immunity testing in TEM waveguides

B.1 Overview

Annex B describes immunity testing in TEM waveguides. The intention is to enable the testing of electrical and electronic equipment for immunity to an incident electromagnetic field.

The test is performed with a specific arrangement of the EUT. This requires that the test set-up and the test limits or levels are defined by specific product or product family standards.

B.2 Test equipment

B.2.1 General

The following types of test equipment are recommended:

- a) TEM waveguide: of a size adequate to maintain a uniform field of sufficient dimensions to contain the intended equipment under test (EUT);
- b) electromagnetic interference (EMI) filters;
- c) RF signal generator(s): it is often useful to monitor the forward and backward power into the TEM waveguide when establishing field levels. A directional coupler along with an RF voltmeter or power meter allows the measurement of actual forward power to a TEM waveguide (as opposed to nominal power of the RF signal generator). Both shall cover the intended bandwidth;
- d) power amplifiers;
- e) field sensors, capable of separately monitoring the electric field along all three orthogonal axes. Any probe-head and opto-electronics circuitry shall have adequate immunity to the field strength to be measured and a fibre-optic link to the indicator outside the TEM waveguide. An adequately filtered signal line may also be used. TEM waveguides require a field probe that allows the electric field to be measured individually along all three orthogonal axes. If a small single-axis antenna is used, it shall be repositioned to measure each field component separately;
- f) associated equipment to record the power levels.

B.2.2 Description of the test facility

For TEM waveguides, the TEM mode is equivalent to an incident plane wave for the purposes of immunity testing. Whereas an ideal plane wave is invariant over any constant phase front, the TEM mode fields in a transmission line will vary over a constant phase front in accordance with the particulars of the cross-section geometry. Both the anechoic chamber and TEM waveguide methods are based on a plane wave field distribution before the EUT is inserted. A TEM mode-field pattern is more similar to vertical polarization in an anechoic chamber, while in a chamber the field pattern in horizontal polarization is more prone to distortion caused by ground plane reflections.

NOTE A TEM cell itself acts as a shielded enclosure. Open striplines are typically located in a larger shielded enclosure to ensure isolation. Absorbing material can be used in the larger enclosure to improve field uniformity.

B.3 Field uniformity area calibration

Areas not listed in Table B.1 shall be calibrated using a grid number defined by the smallest 0,5 m grid fully containing the proposed area. Grid spacing shall be uniform along each side. In the test set-up, the EUT shall have its face illuminated coincident with this plane (see Figure B.2 in Clause B.8).

Table B.1 – Uniform area calibration points

Dimensions	Layout and number of test points
1,5 m × 1,5 m	4 × 4 = 16
1,0 m × 1,5 m	3 × 4 = 12
1,0 m × 1,0 m	3 × 3 = 9
0,5 m × 1,0 m	2 × 3 = 6
0,5 m × 0,5 m	4 + 1 (centre) = 5
0,25 m × 0,25 m	4 + 1 (centre) = 5

EXAMPLE 1 A 20 cm × 20 cm area using 4 + 1 [centre] = 5 points, a 80 cm × 80 cm area using 3 × 3 = 9 points, and a 1,2 m × 0,6 m area using 4 × 3 = 12 points.

EXAMPLE 2 A 1,2 m × 0,6 m uniform area uses a 0,4 m × 0,3 m basic grid size.

The requirement of a uniform area is based on the TEM mode verification method of 5.2.2.3. In principle, the field uniformity is verified in terms of the primary TEM mode field component. If the resultant field strength is used instead, all above-mentioned requirements have to be fulfilled, and it shall be shown that the requirements on the secondary components of 5.2.2.3 are fulfilled. Further information about field homogeneity is given in [22].

B.4 Test levels

The test levels are given for guidance in Table B.2.

Table B.2 – Test levels

Test level	Test-field strength V/m
1	1
2	3
3	10
X	Special
NOTE X is an open test level. This level is given in the product specification.	

B.5 Test set-up

B.5.1 Arrangement of table-top equipment

For TEM waveguides, rather than using a 0,8 m high non-conducting table as typical for some immunity test set-ups, the equipment shall be placed on a test set-up support (see 3.1.24) or manipulator (see 3.1.13) of a proper shape and size such that the front face lies within the uniform field area in each position. A typical EUT set-up is shown in Figure B.1 (see Clause B.8).

B.5.2 Arrangement of floor-standing equipment

For TEM waveguides, the equipment shall be placed on a test set-up support in such a way that the front face lies within the uniform field area. The use of non-conducting test set-up support prevents accidental earthing (grounding) of the EUT and distortion of the field. The test set-up support shall be bulk non-conducting, rather than an insulating coating on a metallic structure.

B.5.3 Arrangement of wiring

Wiring shall be left exposed to the electromagnetic field for a distance of 1 m from the EUT and shall be routed above the floor, at either EUT level or along a diagonal in the xy -plane, to the exit point in the TEM waveguide outer conductor (e.g. wall or floor in a TEM cell). Routing the cable in the z -direction along the outer or inner conductor shall be avoided. Cables routed parallel to the inner or outer conductor of the TEM waveguide shall be spaced a minimum of 0,1 m away from the conductor surface. Exit cables shall be terminated by absorbing clamps (see A.5.2). The termination of the exit cable shall be placed at the borderline of the uniform area. For guidance on absorbing clamp characteristics, see the descriptions in CISPR 16-1-4.

B.6 Test procedures

The test shall normally be performed with each of the four sides of the EUT facing the generator port.

For TEM waveguides, the electric field is polarized in a single direction (typically vertically). Thus, to ensure that the EUT is fully exposed to the equivalent of both the horizontal and vertical polarization it is necessary to rotate the EUT. For example, for a vertically polarized electric field the equivalent horizontal polarization exposures are achieved by first rotating the EUT 90° around the axis perpendicular to the uniform area (direction of TEM mode propagation) to reorient the first EUT face, followed by three rotations about the horizontal axis aligned with the uniform area to expose the other EUT faces (Figure B.1 in Clause B.8). This can preclude the testing in some TEM waveguides of an EUT which is orientation dependent.

Alternatively, the TEM waveguide may be rotated around the EUT or a multiple-polarization TEM waveguide (see Figure D.10 in Clause D.8) may be used in such a manner as to achieve the same polarization.

The frequency step size shall be 1 % of the previous frequency. The dwell time at each frequency shall not be less than the time necessary for the EUT to be exercised and to respond, but shall in no case be less than 0,5 s. However, a dwell time of 1 s is advisable.

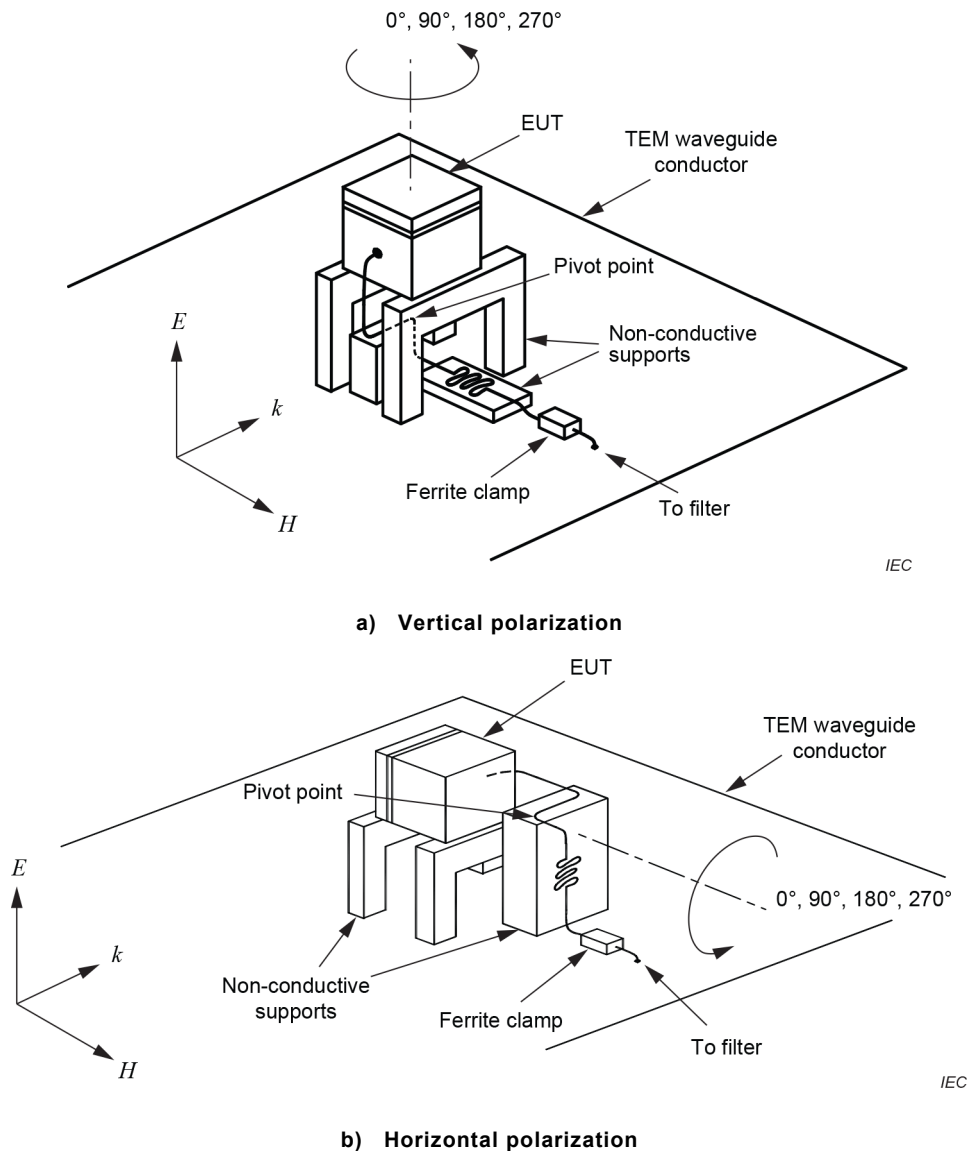
The frequency ranges to be considered shall be covered in frequency steps, according to the above requirement, with the signal 80 % amplitude modulated with a 1 kHz sine wave, pausing to adjust the RF signal level or to switch oscillators as necessary.

If an EUT consists of several components, care should be taken that the relative component positions are preserved during rotations. This can require careful restraint of the EUT and the fastening of its components and cables to a test set-up support or manipulator.

B.7 Test results and test report

In addition to the usual radiated immunity test report contents, details about the TEM waveguide size, type, and verification methods shall be reported.

B.8 Figures for Annex B



Key:

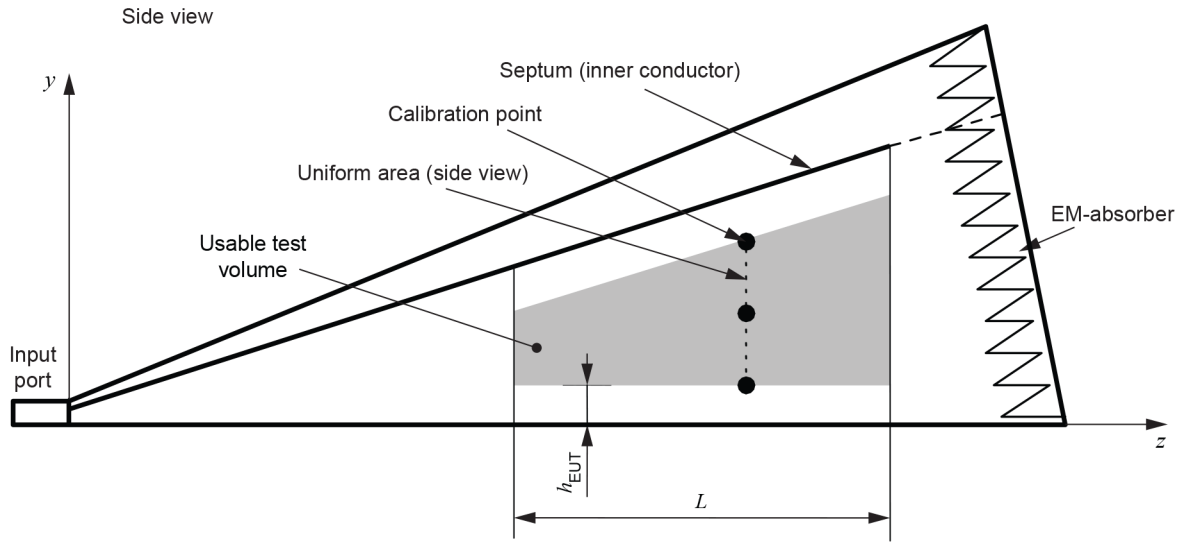
E Primary electric field component

H Magnetic field

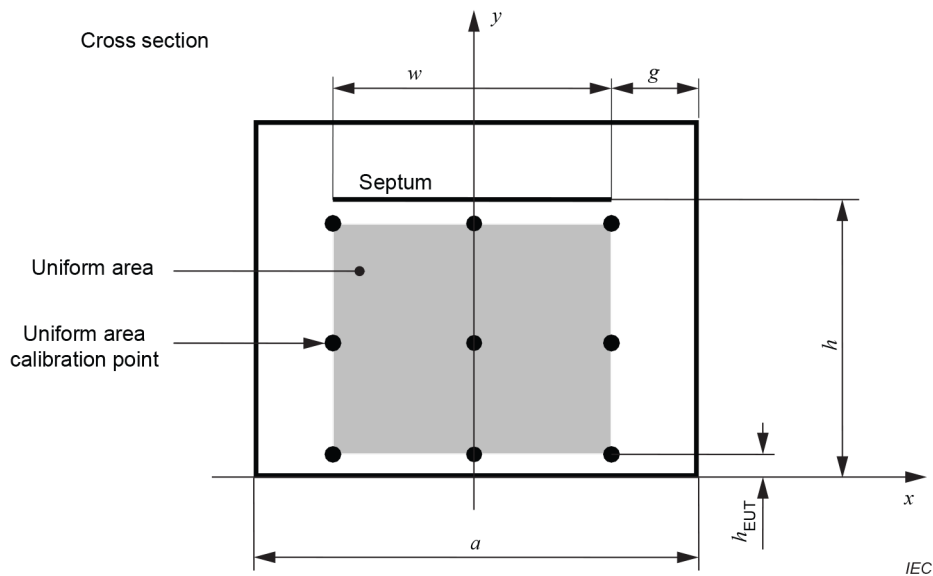
k Propagation direction (wave vector)

The cable layout on the filter side of the pivot point shall remain stationary. The test set-up supports (3.1.24) may be repositioned as necessary during rotations. The test set-up supports should be 0,1 m thick. Multiple-unit EUTs shall be affixed to a test set-up support or an equivalent platform and rotated in the same manner. Manipulators and rotatable (see [6]) or multiple-polarization TEM waveguides (Figure D.10; see Clause D.8) which achieve the same set of EUT to incident field polarizations may be used.

Figure B.1 – Example of test set-up for single-polarization TEM waveguide (see Clause B.5)



a) Side view



b) Cross-section view

NOTE Example for a uniform area with 3×3 calibration points in a GTEM cell according to 5.2.2.1. Figure B.2b) shows the maximum possible size of the uniform area. The boundary of the uniform area (plane) is given by the outer calibration points. The calibration points are not outside the usable test volume (see 5.2.1 and Figure D.7 to Figure D.11 in Clause D.8). See also 5.2.1 for descriptions of L and h_{EUT} .

Figure B.2 – Uniform area calibration points in a TEM waveguide (see Clause B.3)

Annex C (normative)

HEMP transient testing in TEM waveguides

C.1 Overview

Annex C has been developed to specify the high-altitude electromagnetic pulse (HEMP) immunity test for electrical or electronic equipment and systems. The intent is to allow manufacturers to qualify equipment and small systems and to use many of the same IEC laboratory immunity tests that are already specified for other EMC purposes.

In the HEMP community the term "simulator" is often used to describe many different types of test facilities that can generate the correct incident HEMP environment (see IEC 61000-4-32 [66]). In Annex C, the term is understood to refer only to TEM waveguides that can produce the required HEMP waveform in the defined EUT test volume.

While Annex C is intended to describe the HEMP testing requirements in TEM waveguides in a consistent fashion with other types of testing performed in TEM waveguides, Annex C covers transient testing that by its nature differs from continuous wave testing in important ways. When HEMP test requirements in Annex C differ from those described in the main body of this document, the HEMP requirements shall supersede all others.

C.2 Immunity tests

C.2.1 General

HEMP immunity tests consist of two major types: radiated immunity tests and conducted immunity tests. Annex C deals only with radiated immunity testing. For the purpose of this document, the term "electronic equipment" denotes an apparatus that performs a specific function. For example, this could be a small computer or a telephone. Some equipment (for example, a computer connected to additional peripherals such as control boards to monitor processes in a factory) can be considered as part of a larger system. Often, electronic equipment is relatively small – of the order of 1 m × 1 m × 1 m or smaller.

In the absence of an object in the simulator, the electric field strength in the test volume is a wave comparable to a plane wave, with a double exponential pulse time history described by a 2,5/25 ns wave, i.e. a unipolar wave with a 10 % to 90 % rise time of 2,5 ns and a pulse width equal to 25 ns. This waveform is given by Equation (C.1).

$$E(t) = E_{\text{peak}} \cdot k \left(e^{-\beta t} - e^{-\alpha t} \right) \quad (\text{C.1})$$

where

$$\alpha = 6,0 \times 10^8 \text{ s}^{-1};$$

$$\beta = 4,0 \times 10^7 \text{ s}^{-1};$$

$$k = 1,3;$$

E is the primary component of the electric field;

t is the time;

E_{peak} is the severity test level selected from Table C.1.

Table C.1 – Radiated immunity test levels defined for this document

Test level	Test required for equipment and systems with the following protection ^a	E-field peak value
		E_{peak} ^b kV/m
R1	Concept 4	0,5
R2	Intermediate value	1
R3	Intermediate value	2
R4	Concepts 2A, 2B, 3	5
R5	Intermediate value	10
R6	Intermediate value	20
R7	Concepts 1A, 1B	50
RX	Special applications	X
^a The protection concepts are described in IEC TR 61000-5-3. ^b According to IEC 61000-2-11:1999, Table 2.		

The frequency-domain spectral magnitude for Equation (C.1) is given by Equation (C.2):

$$|E(f)| = \frac{E_{\text{peak}} \cdot k \cdot (\alpha - \beta)}{\sqrt{((2\pi f)^2 + \alpha^2) \cdot ((2\pi f)^2 + \beta^2)}} \quad (\text{C.2})$$

where f is the frequency.

For the waveform parameters given above, the frequency-domain spectral magnitude of Equation (C.2) is shown in Figure C.1 (see Clause C.6).

NOTE For additional details see [33].

C.2.2 Radiated test facilities

Small test facilities can more easily meet the desired field specifications with smaller tolerances in parameter variations compared to large simulators. These small facilities are used primarily to test relatively small equipment. Tolerances for the early-time HEMP pulse waveform over the entire test volume of the small test facility shall be as follows.

- a) The ratio of the peak electric field strength to the peak magnetic field strength shall be equal to $\eta_0 = 377 \Omega \pm 75 \Omega$.
- b) The rise time between 10 % to 90 % of the peak value shall be $2,5 \text{ ns} \pm 0,5 \text{ ns}$.
- c) The electric field strength shall be continuously increasing during the 10 % to 90 % rise time.
- d) The pulse width (the time duration between points on the leading and trailing edges of the pulse at 50 % of E_{peak}) shall be $23 \text{ ns} \pm 5 \text{ ns}$.
- e) The magnitude of any pre-pulse of the electric field strength shall be equal to, or less than, 7 % of the magnitude of the peak field.
- f) Electric field reflections from the terminator of the simulator shall be less than 10 % of the magnitude of the peak field.
- g) Fluctuations in the smoothed frequency spectrum of the electric field strength at the centre of the test volume shall not be larger than $\pm 3,0 \text{ dB}$ compared to the theoretical spectrum in the bandwidth between 100 kHz and 300 MHz.

- h) At the time of the peak value of the primary field, other secondary electromagnetic components (see 3.1.19) shall be less than 10 % of the peak value of the primary field. It is recognized that this requirement is more severe than that given in 5.2.2.
- i) The peak electric field strength shall be uniform in the test volume to within the following criteria: the peak electric field strength within the test volume shall be within the range of E_{peak} and $2 \cdot E_{\text{peak}}$ in the time domain.
- j) To evaluate the field tolerances, electric and magnetic field strength measurements at the centre and the eight corners of the test volume shall be performed in the absence of the EUT.

C.2.3 Frequency domain spectrum requirements

In addition to the requirements on the transient fields of the HEMP simulator, the following requirements shall apply for the frequency domain spectrum of the simulator fields.

- a) The frequency spectrum shall be computed using a uniformly sampled transient waveform having 4 096 samples between the starting time of 0 μs and the ending time of 2 μs . A 4 096-point complex-valued frequency spectrum shall be calculated using an FFT (fast Fourier transform) or a discrete Fourier transform (DFT) with a frequency sampling interval of 0,5 MHz, and a maximum frequency of 1,0 GHz.
- b) The frequency domain spectrum shall be smoothed using a five-point windowing average (i.e. the spectrum is to be averaged over a 2 MHz window).
- c) The resulting magnitude of the smoothed spectrum shall lie within the specified dB level of the spectrum of the specified waveform of Equation (C.2) and is shown in Figure C.1.

NOTE Most measured frequency spectra have occasional nulls (or "drop-outs"), which do not significantly alter the overall behaviour of the transient waveform. The requirement that the smoothed frequency domain spectrum of small and large simulators lie within ± 3 dB and ± 10 dB, respectively, is made in recognition of this fact, and with the aim of permitting an occasional null in the spectrum. The spectral limits of ± 3 dB and ± 10 dB are different because smaller simulators generally have stricter tolerances and higher accuracy of the simulated fields.

C.3 Test equipment

The measurement method shall involve the use of a fibre optic transmission link that permits signals to be measured and transmitted to a data processing system without disturbing the ambient EM field. The measuring system shall be intrinsically insensitive to electromagnetic radiation emitted by the simulator. The purposes of the measuring system are

- to provide reference field measurements,
- to synchronize the simulated HEMP with the operational modes of the EUT as required by the user, and
- to provide EUT current and voltage measurements, as required by the user.

The required overall measuring system accuracy should be within $\pm 3,0$ dB over a frequency range of 50 kHz to 1 GHz, and its overall instantaneous dynamic range should be at least 40 dB.

It is recommended that the measuring system have the following characteristics:

- a) the data transmission system should have a minimum of 3 dB bandwidth of 50 kHz to 1 GHz;
- b) the digitizer or oscilloscope should have a minimum bandwidth of 500 MHz and a minimum sampling rate of two gigasamples per second with a minimum data resolution of 8 bits;
- c) the electric and magnetic field sensors should have a minimum of 3 dB bandwidth of 50 kHz to 1 GHz. See IEC 61000-4-23 [65] for further information concerning appropriate sensor designs.

The reference field measurement shall consist of the three orthogonal electric and three orthogonal magnetic field strength components to permit an assessment of the electric to magnetic field strength ratio, as well as the spurious electromagnetic field components. The user may also specify other field measurements in the test volume.

C.4 Test set-up

The test volume of a simulator depends on its physical size and on the characteristics of the TEM waveguide structure. The test volume is defined as the volume in which the incident electromagnetic fields meet, or exceed, the field strength and field uniformity requirements, as specified for a simulated HEMP test. If the EUT is too large in relation to the test volume, the induced response will deviate from that of an incident plane wave illumination, and the results of the test will be questionable.

To maximize the accuracy of the waveform simulation, it is necessary to minimize the EUT-simulator interaction by locating the EUT far enough from the radiating or wave-guiding elements of the simulator. The EUT shall be located no closer than 0,3 times its overall transverse dimension to the conductors of the TEM waveguide. If the EUT is to be tested while resting on a ground plane, it shall be located no closer than 0,6 times its transverse dimension away from the septum.

The EUT is described generally as a finite volume with dimensions determined by its largest orthogonal dimensions in height, width, and length. The EUT shall fit within the simulator test volume as defined in the preceding paragraphs. If the EUT is to be tested in a free-space mode, that is to say, not resting on a ground plane, then it shall be placed on a dielectric stand (e.g. see 3.1.24) within the simulator.

C.5 Test procedure

C.5.1 General

Tests for conducted and radiated disturbance immunity may be performed separately. There are no requirements for testing both types of stresses simultaneously.

If the entire system including all "short" external conductors can be illuminated in a realistic manner in a radiated test, then the early-time conducted tests may not be required on those cables. Moreover, conducted tests may not be necessary for antenna ports, if the antenna can be tested to the simulated HEMP stress with the antenna oriented for a maximum response. However, all ports connected to power, telecommunications, or other long lines shall have conducted immunity tests.

HEMP immunity tests shall be performed in accordance with a test plan that describes the equipment to be tested, the severity test level and waveforms, climatic conditions, major operational modes, and the criteria for passing the immunity requirements. The ambient environment (both climatic and electromagnetic) of the HEMP test facility should be consistent with the permissible environmental conditions for the specified EUT. During the testing, it is important to monitor the equipment to classify its performance as specified. If equipment receives and sends data to other equipment in a system, an effort shall be made to send and receive the same or simulated data to the equipment being tested. This shall allow an evaluation of the equipment performance during the test.

If the EUT does not pass the test requirements and if diagnostic measurements were made within the system or equipment, these probes and cables shall be removed, and the test shall be performed again to ensure that the added instrumentation is not the cause of the test failure. The test report shall clearly identify the presence of all external cables connected to the EUT, and whether those are part of the equipment or are part of a measuring system.

The EUT shall be tested in each major operational mode that is specified in the test plan. For conducted immunity tests, both positive and negative waveforms shall be used. For radiated immunity tests, only one polarity of the waveform is required.

Laboratory tests shall be conducted with the ambient environmental conditions identified in 7.2. On-site tests are not suitable for immunity acceptance tests, but these tests may be used to verify installed equipment immunity as well as system immunity. For on-site tests, ambient conditions described in 7.2 are desirable, but not required.

C.5.2 Severity level and test exposures

It is important to perform some test exposures below the voltage protection level of surge protective devices (SPDs) and also at a voltage level low enough to avoid arcing within the system, since damage can occur. Thus, each severity level shall consist of three actual test amplitudes, starting two levels below the specified severity level, which is assumed to be below the voltage protection level provided by SPDs and the arcing threshold. Each test pulse shall use the same waveform as that of the specified severity level.

For radiated immunity tests, a severity level shall be specified. At least two test exposures shall be performed at each of the three test amplitudes for each orientation (see Clause B.6) and major operational mode of the EUT. If a test facility is available that includes the capability of hyper-rotation (see [6]) for the EUT, the facility may be used for HEMP testing.

C.5.3 Test procedure

C.5.3.1 Test parameter measurements

The climate parameters defined in 7.2 shall be measured by the test operator and documented. The characteristics of the test facility consisting of a series of measurements of the electromagnetic field waveforms within the test volume without the EUT present shall be made available to the test operator. This information shall also include an evaluation that indicates that the requirements for the field uniformity and waveform characteristics stated in C.2.2 and C.2.3 have been met. A reference electric field strength measurement shall be recorded for each pulse of field illumination.

C.5.3.2 Radiated test procedure

A small radiated test facility can be used to test equipment; however, conducted immunity tests on all cable ports are also required. A small system may be tested in a large HEMP simulator and can possibly meet the conducted immunity requirements for many cable ports. However, long lines such as AC power and telecommunication lines cannot be adequately tested in any HEMP simulator. Consequently, conducted immunity tests are always required for these ports.

It is recognized that a large HEMP simulator is better suited for performing system-level tests where multiple pieces of equipment can be operating together. However, it is not a requirement of this document that system level testing be performed in such a simulator.

Each immunity test at a specified severity level consists of exposures at three exposure levels: the specified severity level and the next two lower levels. If only one lower level is defined by this document, then only one level shall be used. If the lowest severity level is specified, then only that level of exposure is necessary for the immunity test. A minimum of two pulses of the field illumination shall be performed for each exposure level.

C.5.3.3 Small radiated test facility

The basic approach used in this procedure is to test equipment and small systems in a laboratory test facility, such as a TEM waveguide. The EUT shall be placed on a dielectric stand at a height of $0,1 \text{ m} \pm 0,01 \text{ m}$ above the ground plane within the test volume, and all equipment cables shall be used in a manner consistent with the normal operation of the equipment. A ground connection shall be made between the ground plane and the EUT, according to the manufacturer's specifications. It is necessary to control and document the lengths and positions of the cables associated with the EUT. Orientate the cabling for minimum coupling to the electric and magnetic field components in the test facility. Additional conducted immunity tests shall be performed separately to account for the coupling to these cables.

The EUT shall be rotated to expose all sides (typically six sides) to the incident pulsed fields, although practical considerations can limit the number of rotations. In addition, both polarizations shall be applied.

If the method of monitoring involves measurements within the EUT, the probes and cables involved shall be carefully positioned, so as to minimize adverse effects on the measurements. In particular, fibre optic cables without metal material are recommended for such measurements.

C.5.4 Test execution

The test shall be performed in accordance with a test plan. Test exposures shall be applied when the EUT is in each of its major operating modes under normal operating conditions, as defined in the test plan. For each test exposure level, the pulses shall be applied with sufficient time between pulses to check for system degradation or damage. After each exposure level, the operational performance of the EUT shall be determined.

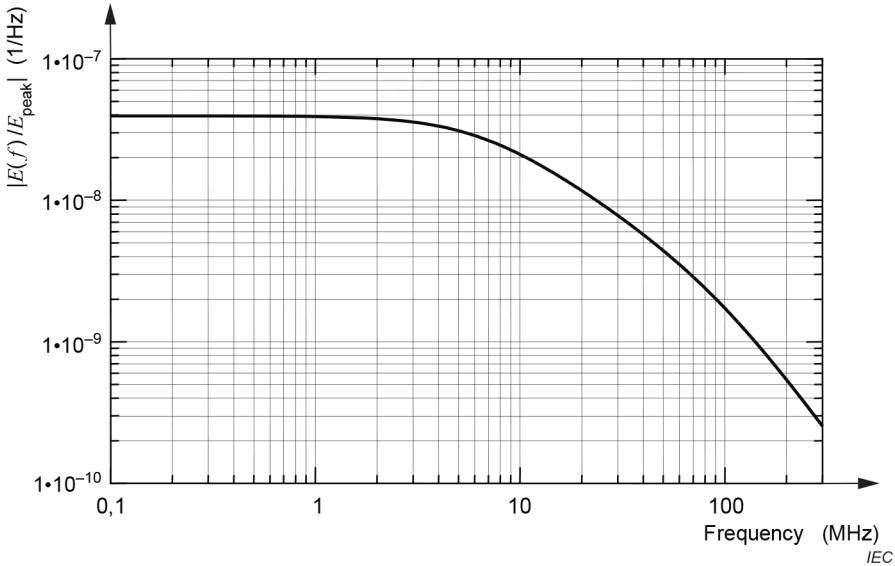
C.5.5 Execution of the radiated immunity test

The radiated immunity test shall be carried out on the basis of a test plan, including the verification of the performances of the EUT, as defined in the product standard, or in its absence, by the technical specification.

The EUT shall be in the normal operating condition. A test configuration matrix consisting of the EUT operational configurations, major functional states, and orientations relative to the direction of wave propagation shall be developed. For each test configuration, the test plan shall specify:

- a) test exposure levels: the selected severity level, plus the next two lower levels;
- b) the number of exposures at each level (at least two are required);
- c) the points of entry or ports to be evaluated;
- d) a description of the positions of the cables and measurements to be made;
- e) the required auxiliary equipment;
- f) the polarity and angle of incidence of the simulated fields;
- g) the details of the test set-up, whenever it is different from that specified in Clause C.4;
- h) the pass/fail criteria.

C.6 Figure for Annex C



NOTE Spectral magnitude is determined using the parameters listed after Equation (C.1) in Equation (C.2).

Figure C.1 – Pulse waveform frequency domain spectral magnitude between 100 kHz and 300 MHz (see C.2.1)

Annex D (informative)

TEM waveguide characterization

D.1 Overview

Annex D describes the basic characteristics of a TEM wave, including the propagation and polarization aspects. Different categories of TEM waveguides are also presented, along with the limitations relative to test volumes and frequencies of operation.

D.2 Distinction between wave impedance and characteristic impedance

A TEM waveguide is a form of transmission line. The wave impedance and characteristic impedance of a loss-less transmission line are defined in [51] as follows.

The wave impedance η is defined as the ratio of the transverse field components, which can be calculated assuming an $e^{-j\beta z}$ dependence according to Equation (D.1)

$$\eta = \frac{E_\rho}{H_\varphi} = \frac{\omega\mu}{\beta} = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \quad (\text{D.1})$$

where

η is the wave impedance;

E_ρ is the transverse component of the electric field;

H_φ is the transverse component of the magnetic field;

μ is the permeability of the transmission line dielectric (typically air);

ε is the permittivity of the transmission line dielectric (typically air);

β is the propagation constant (real part);

ω is the radiant frequency.

This wave impedance is then seen to be identical to the intrinsic impedance of the medium and is a general result for TEM transmission lines.

The characteristic impedance of a circular-cylindrical coaxial line is defined as

$$Z_c = \frac{V_0}{I_0} = \frac{E_\rho \ln \frac{2h}{a}}{2\pi H_\varphi} = \eta \cdot \frac{\ln \frac{2h}{a}}{2\pi} = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \cdot \frac{\ln \frac{2h}{a}}{2\pi} \quad (\text{D.2})$$

where

Z_c is the characteristic impedance of the coaxial line;

V_0 is the voltage of the coaxial line;

I_0 is the current of the coaxial line;

E_ρ is the transverse component of the electric field;

H_φ is the transverse component of the magnetic field;

h $2h = r_i$, r_i : radius of inner conductor;

a $a = r_a$, r_a : radius of outer conductor.

The forms for E_ρ and H_ϕ from [8] have been used. The characteristic impedance is geometry-dependent, and it will be different for other transmission line configurations.

Equations (D.1) and (D.2) show that in general the wave impedance and the characteristic impedance are not equal. Since TEM and gigahertz-TEM cells and two-plate and three-plate striplines are basically two-conductor TEM-mode transmission lines, in general the wave impedance and the characteristic impedance in those devices will also not be equal.

D.3 TEM wave

D.3.1 General

TEM waves are most easily described in terms of their behaviour in free space. Subclauses D.3.2 and D.3.3 present several equations and criteria for both the free-space and waveguide cases.

D.3.2 Free-space TEM mode

In a TEM mode both the electric and magnetic field vectors are entirely transverse to the direction of energy propagation (Poynting vector \vec{S} , according to Equation (D.3)). There is no component of either \vec{E} or \vec{H} in the direction of transmission.

$$\vec{S} = \vec{E} \times \vec{H} \quad (\text{D.3})$$

For “free space” the ratio between $|\vec{E}|$ and $|\vec{H}|$ is given by

$$\eta_0 = \frac{|\vec{E}|}{|\vec{H}|} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \approx 120\pi\Omega \quad (\text{D.4})$$

The essential properties of the TEM mode are

- no field component in the direction of transmission;
- the ratio between $|\vec{E}|$ and $|\vec{H}|$ is nearly $120\pi\Omega$.

NOTE Far away from a transmitting antenna, the preceding situation exists; therefore, the TEM mode is often called the “far-field condition” of an antenna.

D.3.3 Waveguides

A classical waveguide for RF applications consists of only one closed conducting surface. It can be shown that a TEM mode cannot propagate within such a waveguide (see Figure D.1 in Clause D.8). Only TE and/or TM modes are possible. Because TE or TM modes have a specific cut-off frequency, wave propagation is possible only above this frequency. A double- or multi-connected cross-section is necessary to propagate a TEM mode within a waveguide (multi-conductor transmission line, like TEM cell, stripline or open TEM waveguide). Each pair of two conductors creates a system for a possible specific TEM-mode propagation. For the example shown in Figure D.2, propagation of two separate TEM modes is possible. Each of these TEM modes has the same properties as the free-space TEM mode.

NOTE Each pair of conductors forms a TEM-mode transmission system. Inside a coaxial line the signal energy is transported via the TEM mode.

D.4 Wave propagation

D.4.1 General

Wave propagation describes the shape of the equiphase lines and surfaces of the field.

D.4.2 Spherical propagation

This type of propagation is the most common one in free-space far-field conditions. Normally it is caused by a point source like a single antenna. The field amplitude decreases with increasing distance to the source.

D.4.3 Plane wave propagation in free space

Very far away from an antenna, the wave front can be considered as planar. This kind of propagation will be observed within a parallel plate waveguide where the field amplitude is constant and independent of the distance to the source.

D.4.4 Velocity of propagation

The phase velocity of the TEM mode for propagation in free space and TEM waveguides is always equal to the speed of light c_0 . It only depends on the permittivity ε and the permeability μ of the space.

D.5 Polarization

The electric field vector direction represents the polarization vector.

In general, the direction of the polarization vector changes with time. The curve traced out by the tip of the polarization vector, shown in Figure D.3 (see Clause D.8), defines the type of polarization.

From [8], the shape of the polarization curve can be calculated by the following procedure. The transverse electric field vector \vec{E}_{tr} is given by Equation (D.5)

$$\vec{E}_{tr}(t) = \text{Re} \left\{ \sum_{i=0}^{\infty} \underline{V}_i \cdot \vec{e}_{tr,i} \cdot e^{j\omega t} \right\} \quad (\text{D.5})$$

where

\underline{V}_i is the voltage of the complex phasor of mode i ;

$\vec{e}_{tr,i}$ is the eigenvector of mode i .

The first term of the series represents the TEM mode, so a complex phasor can be written as Equation (D.6)

$$\vec{A}_{\text{TEM}} = \underline{V}_1 \cdot \vec{e}_{tr,1} = \underline{V}_{\text{TEM}} \cdot \vec{e}_{tr,\text{TEM}} \quad (\text{D.6})$$

The phasor can be separated into its real and imaginary parts

$$\vec{A}_{\text{TEM}} = \vec{a}_r + j\vec{a}_i \quad (\text{D.7})$$

The vectors \vec{a}_r and \vec{a}_i define a fixed plane. In general the tip of vector \vec{E} moves in an ellipse. If \vec{a}_r and \vec{a}_i are parallel, \vec{E} moves on a fixed line; this case is called linearly polarized. Any individual modes are inherently linearly polarized. Only superposition with other modes results in circular polarization. The intentional TEM mode for testing purposes in TEM waveguides is usually linearly polarized.

D.6 Types of TEM waveguides

D.6.1 General

The simplest version of a TEM waveguide is a two-conductor transmission line as shown in Figure D.4 (see Clause D.8).

The complete transmission line can be described in terms of three physical sections.

- a) Feed section: This is the measurement or test port where a signal generator or receiver is connected to the TEM waveguide.
- b) TEM-waveguide section: Usually contains the test volume.
- c) Termination section: Normally the termination represents an actual or equivalent resistor which is equal to the characteristic impedance of the transmission line (= TEM waveguide).

For most two-port TEM waveguides, the feed and termination sections are geometrically identical and therefore interchangeable. A coaxial connector is used at both ports. Some TEM waveguides are based on a balanced transmission-line system, in which case a balun transformer is needed.

Firstly, TEM waveguides can be classified into closed and open geometries. A TEM waveguide structure is called "closed" when one conductor fully surrounds the other conductor. In these cases, the outer conductor also acts as an electromagnetic shield.

Secondly, there are one-port, two-port, and four-port TEM waveguides (Figure D.5 to Figure D.11). This classification defines the termination of a TEM waveguide. Normally the TEM waveguide is used under impedance-matched termination conditions. The simplest way to match a two-port or a four-port TEM waveguide is to put a lumped termination equal to the characteristic impedance at one port. In this case, it is assumed that the TEM line geometry close to the ports (tapered section) is well designed for wide-band matching.

For a one-port TEM waveguide, the termination is made with distributed resistors or a combination of anechoic absorbers or both. TEM waveguides with this type of termination can be used up to several GHz with some geometries. For a two-port TEM waveguide, rather than a wide frequency range it has the advantage of allowing measurements of reflected and transmitted powers at either port.

Septum conductors can either be single or multiple wires connected in parallel, or single or multiple plates connected in parallel. For multiple-conductor systems, the excitation amplitude and phase can be intentionally changed to vary the dominant polarization within the test volume.

The septum can be installed either symmetrically or asymmetrically relative to the outer conductor. The advantage of an asymmetrical TEM waveguide is a larger test volume.

D.6.2 Open TEM waveguides (striplines, etc.)

A simple open TEM waveguide can be built using a plate installed over a conducting ground plane. A generator or receiver (typical impedance 50 Ω) is connected at one port, and the other port is matched to the transmission line characteristic impedance. A constant voltage/current distribution along the structure is achieved with proper impedance matching. This geometry is called an open two-port TEM waveguide.

The main disadvantage of open waveguides is energy lost to radiation. This unwanted radiation can cause interference to the test equipment system. Particularly for continuous-wave immunity testing, a shielded room for the open waveguide is absolutely necessary.

D.6.3 Closed TEM waveguides (TEM cells)

The main advantage of the closed TEM waveguide configurations is the inherent shielding. All immunity tests can be performed without generating any disturbance to the environment. Another advantage is that a closed TEM waveguide is an unbalanced system, so a balun is not needed. Lastly, in general a closed TEM waveguide has no low-frequency limit. For that reason, transient tests can be performed with closed TEM waveguides.

NOTE For a symmetrical-feed TEM waveguide, a low-frequency limitation is typically introduced by the balun.

D.7 Frequency limitations

The operation of a TEM waveguide is predicated on the assumption that the TEM mode has an identical field structure to that of a plane wave in free space over a defined portion of the cross-section of the cell. Therefore, using a TEM waveguide in emission measurements or immunity tests requires the propagation of the TEM mode over the usable frequency range.

For a given frequency within the operating range of the empty waveguide, the EM wave will encounter a cross-section of a dimension that will allow propagating modes other than TEM to be established. For a given non-TEM mode, the point along the TEM waveguide's length at which the mode can propagate is dependent on frequency, and moves back towards the feed point with increasing frequency. The lowest order non-TEM mode (typically TE_{10}) is able to propagate when one cross-sectional dimension of the waveguide exceeds one-half of the free-space wavelength at that frequency. Higher order modes are launched initially by mode conversion from the TEM mode. Energy conversion between two modes is caused by irregularities in the waveguide structure that can couple to both modes.

In practice, many open and closed TEM waveguides include some type of foam or ferrite anechoic absorbers to minimize or remove the higher order modes and non-propagating resonant field distributions. If installed in the proper locations relative to the modal field distribution, the TEM mode characteristics can be essentially preserved. Generally, with the proper combination of absorber loading and input/output conductor tapering, many TEM waveguides will operate in a TEM mode up to frequencies of several GHz or higher. Proper absorber placement is determined by the shapes of the input/output tapers and the test-volume section. The disadvantage for many TEM waveguides with absorber lining in the test volume section is that the field factor e_{0y} (see A.3.2.3.3) used in the emissions correlation algorithm can no longer be calculated analytically. This can lead to higher measurement uncertainties.

For any TEM waveguide with or without absorber, the valid frequency range shall be established using the methods described in this document (see 5.2.2).

For TEM waveguides without absorber, resonant frequencies depend on the geometry of the TEM waveguide. In a two-port TEM cell they occur between a certain cross-section of the feed section and the termination section, called the cut-off positions z_C . Each higher order mode can have a different cut-off position depending on the mode type. In between the feed and the cut-off position, the field mode is not able to propagate. A resonance occurs if the distance between the two cut-off positions is a multiple of one half wavelength. For symmetrical reasons, the resonant field will have a maximum or be zero in the middle of the cell at $z = z_{\text{sym}}$. Further information about field homogeneity and resonant frequency is given in [22], [23], [24] and [50].

D.8 Figures for Annex D

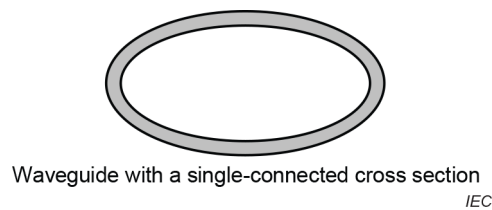


Figure D.1 – Simple waveguide (no TEM mode) (see D.3.3)

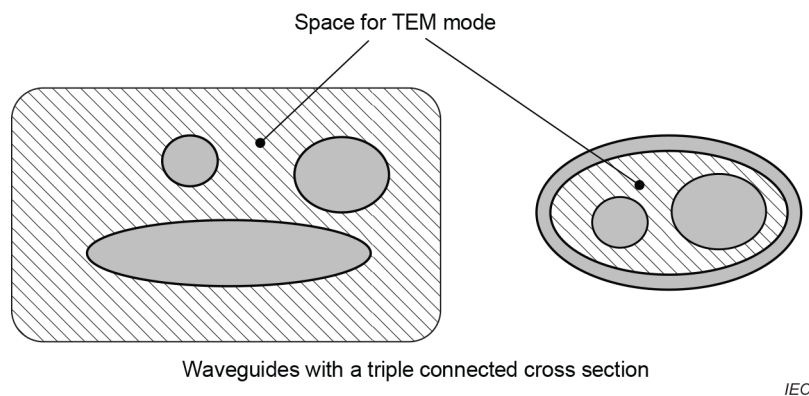


Figure D.2 – Example of waveguides supporting TEM-mode propagation (see D.3.3)

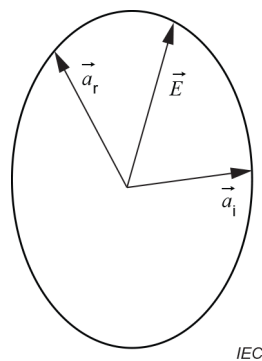


Figure D.3 – E-field polarization vector (see Clause D.5)

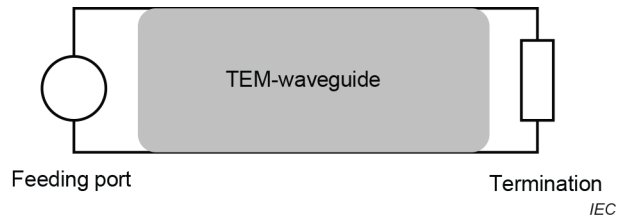


Figure D.4 – Simple transmission line model for TEM mode propagation (see D.6.1)

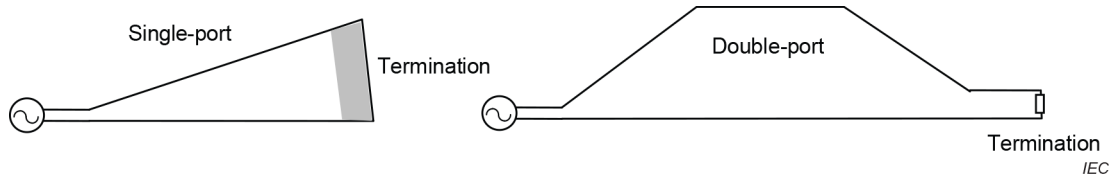


Figure D.5 – One- and two-port TEM waveguide concepts (see D.6.1)

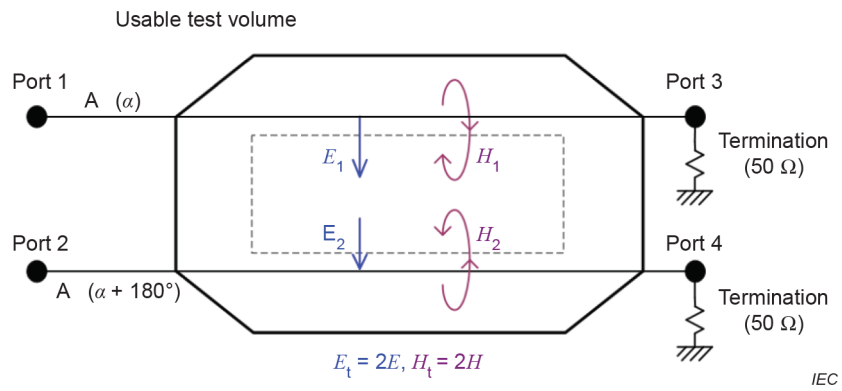
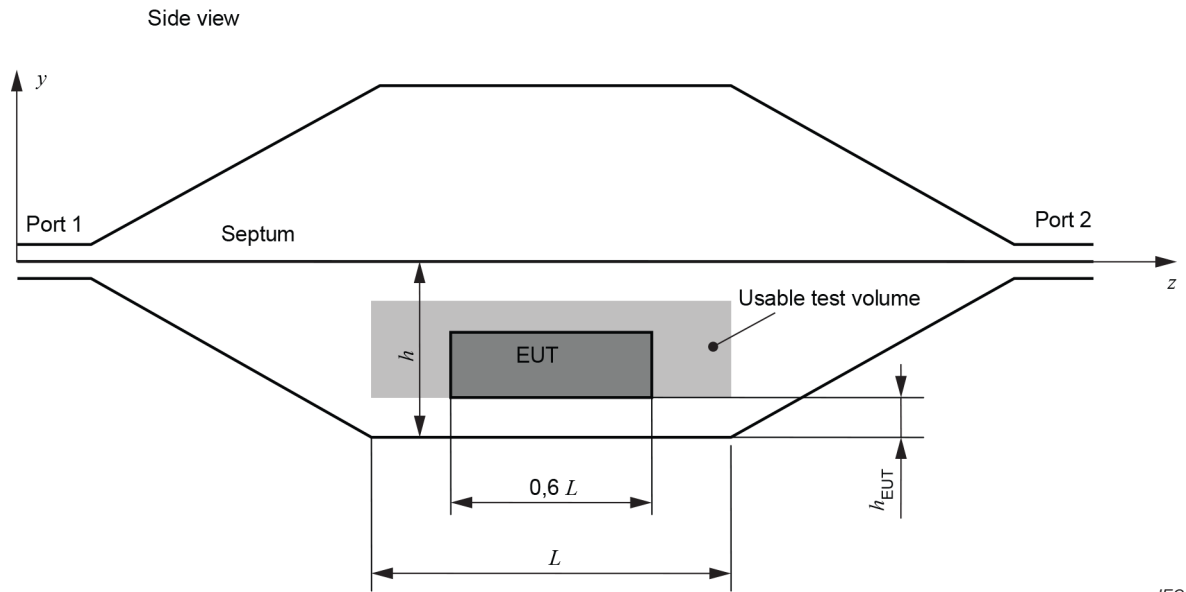
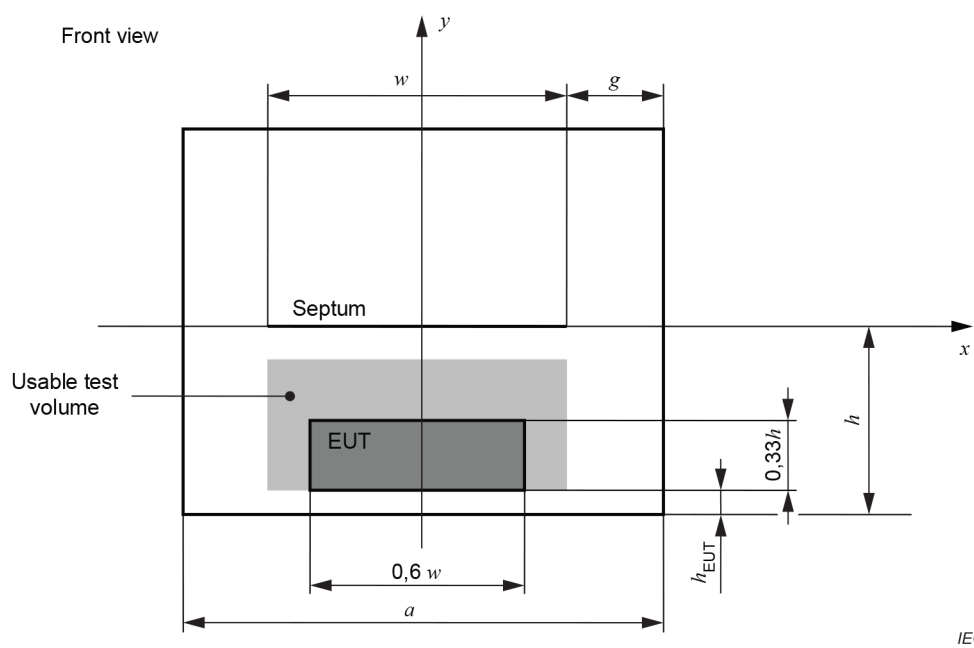


Figure D.6 – Operation of four-port TEM waveguides (see D.6.1)



IEC

a) Side view

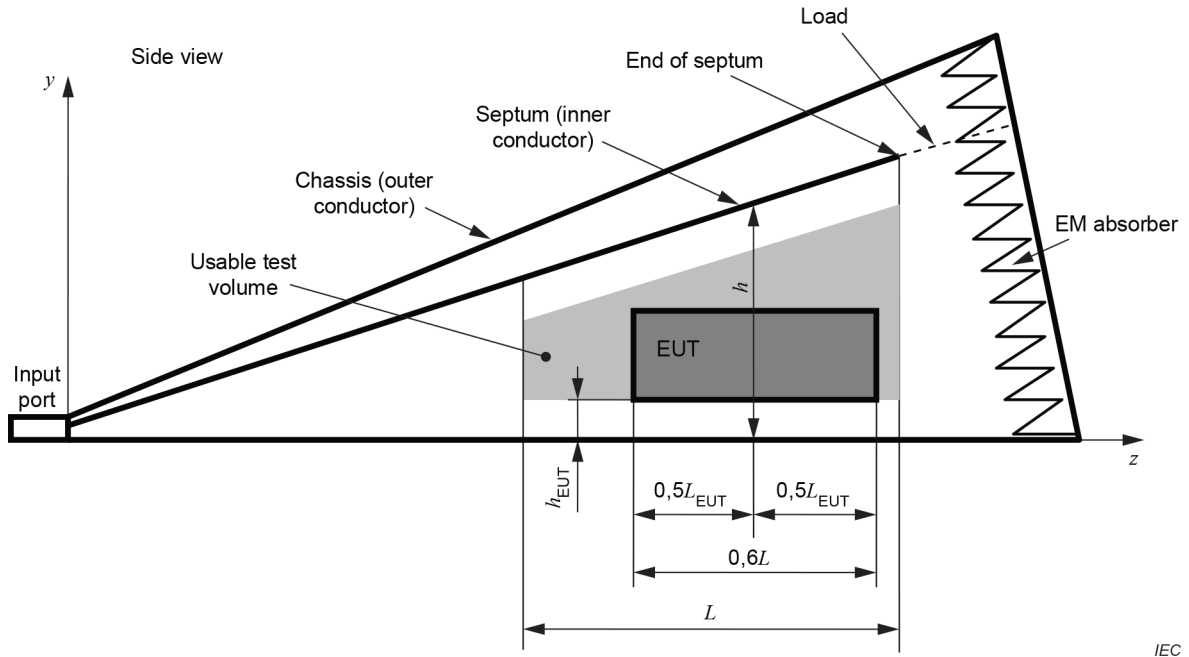


IEC

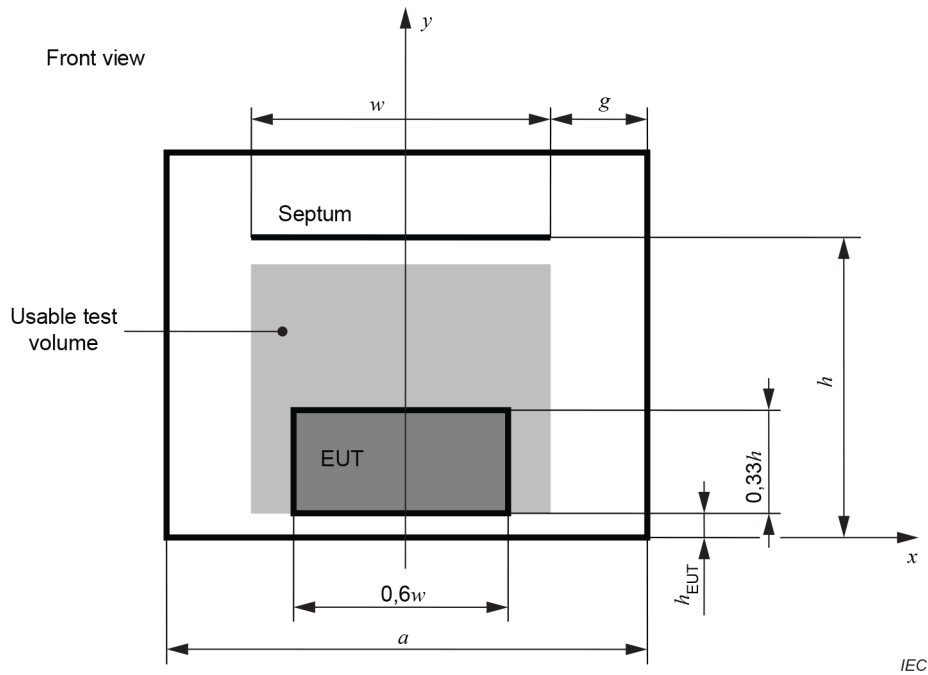
b) Cross-section view

NOTE h_{EUT} is the minimum distance between the EUT and each conductor or absorber of the waveguide.

Figure D.7 – Two-port TEM cell (symmetric septum) (see D.6.1 and D.6.3)



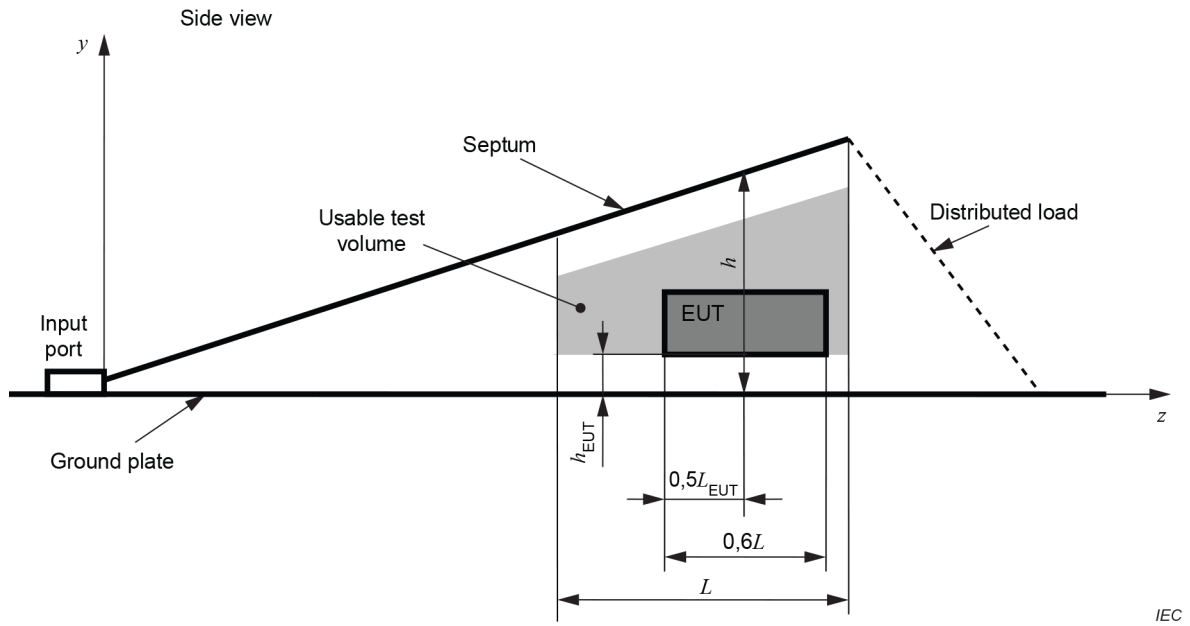
a) Side view



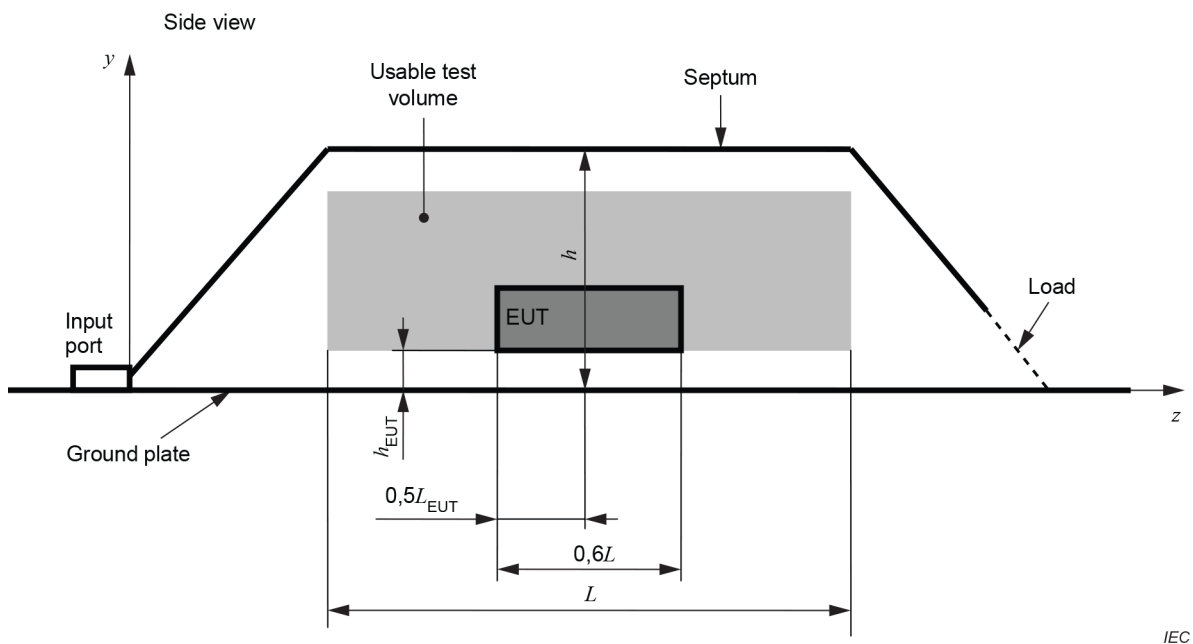
b) Cross-section view

NOTE h_{EUT} is the minimum distance between the EUT and each conductor or absorber of the waveguide.

Figure D.8 – One-port TEM cell (asymmetric septum) (see D.6.1 and D.6.3)

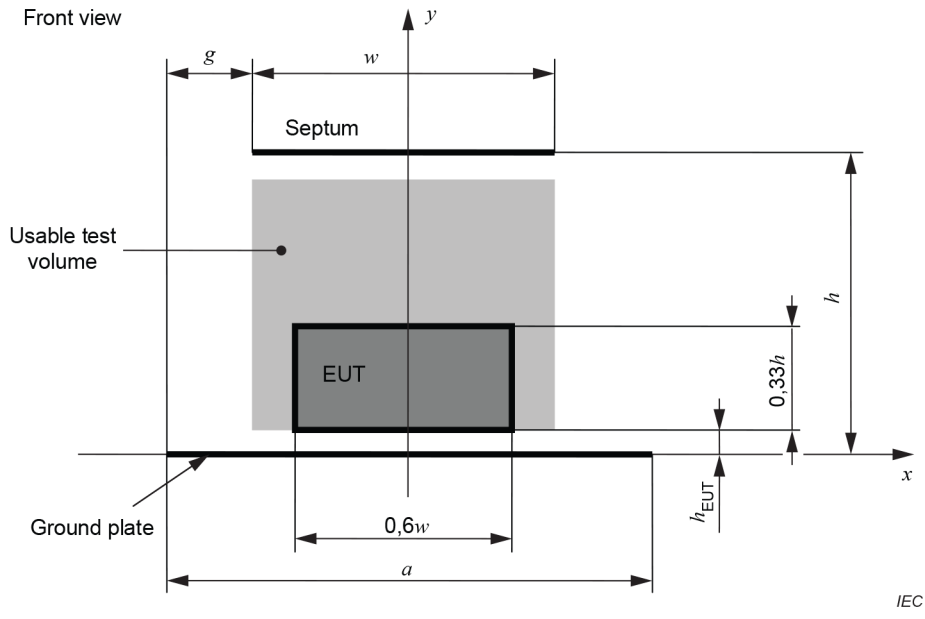


a) Side view (one-port)



NOTE A tri-plate stripline with centre-line side view like that of Figure D.7a) is obtained using the Figure D.9b) geometry and image theory.

b) Side view (basically similar to a two-port TEM waveguide, but some versions have a distributed load at the output port)

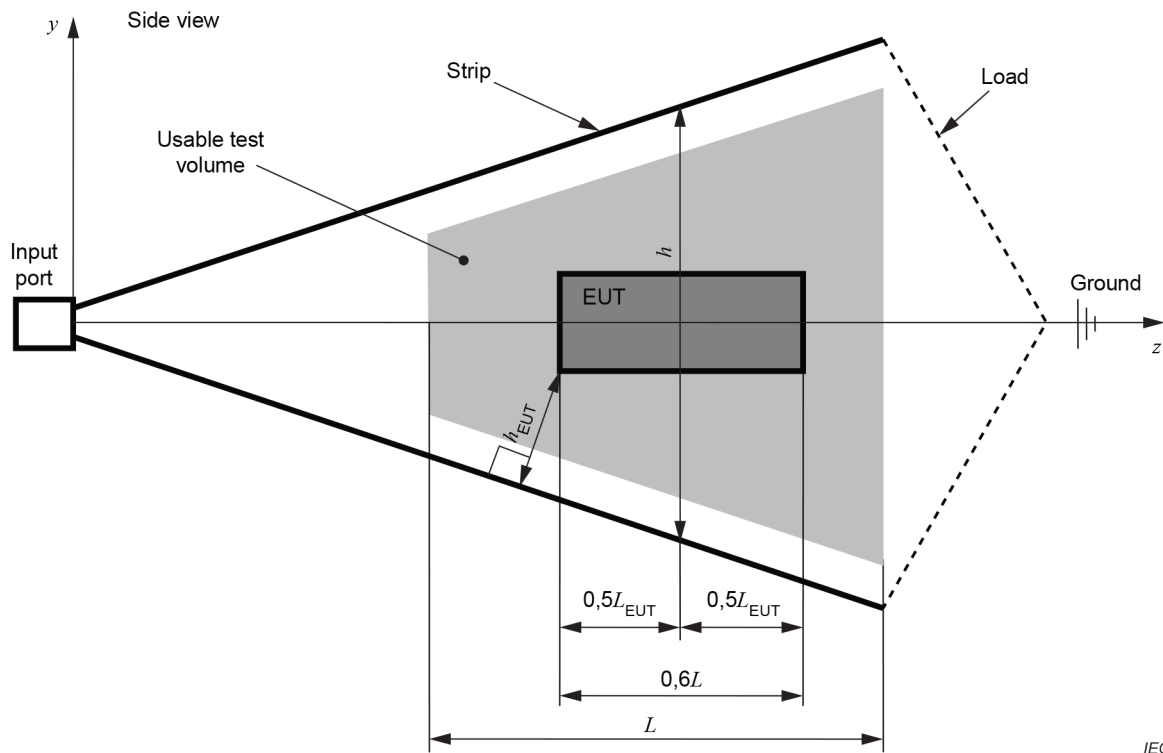


IEC

c) Cross-section view

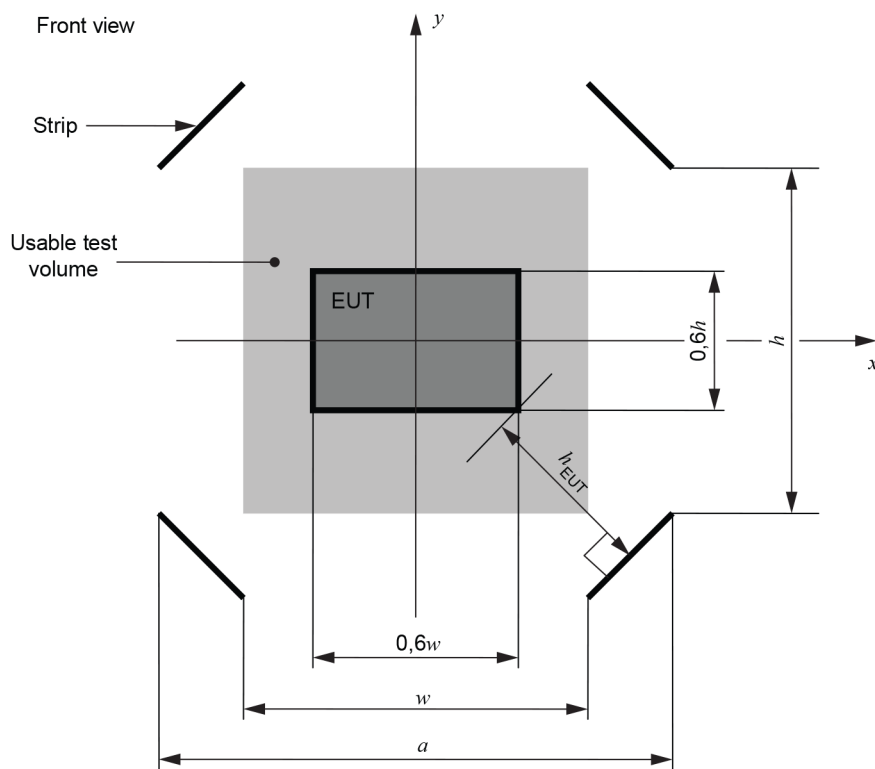
NOTE h_{EUT} is the minimum distance between the EUT and each conductor or absorber of the waveguide.

Figure D.9 – Stripline (two plates) (see D.6.1 and D.6.2)



IEC

a) Side view

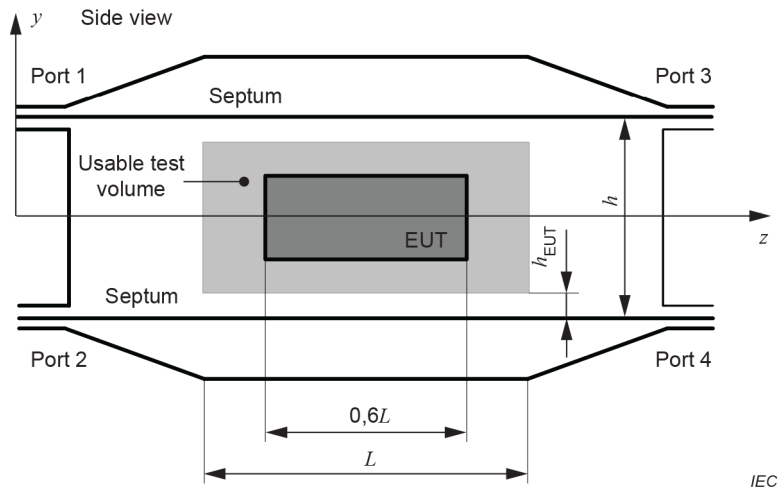


IEC

b) Cross-section view

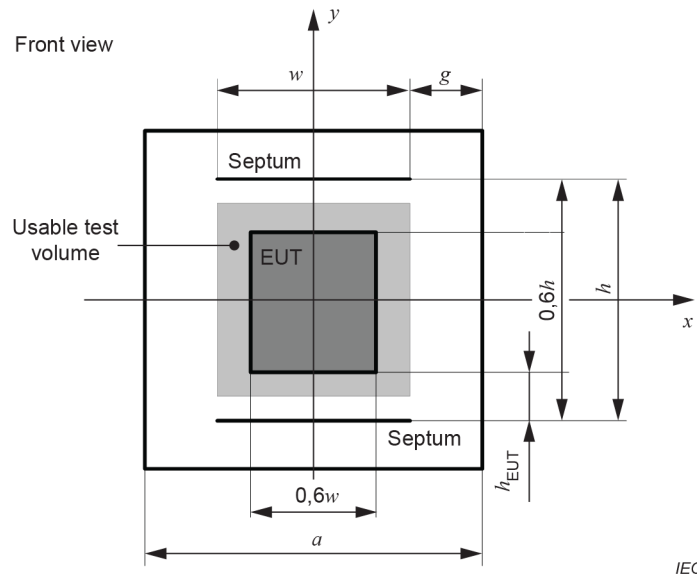
NOTE The entire TEM waveguide configuration typically is surrounded by a fully anechoic enclosure. For symmetry purposes the restriction of the maximum usable EUT height changes from $0,33 h$ to $0,6 h$ (see 5.2.1).

Figure D.10 – Stripline (four plates, balanced feed) (see D.6.1)



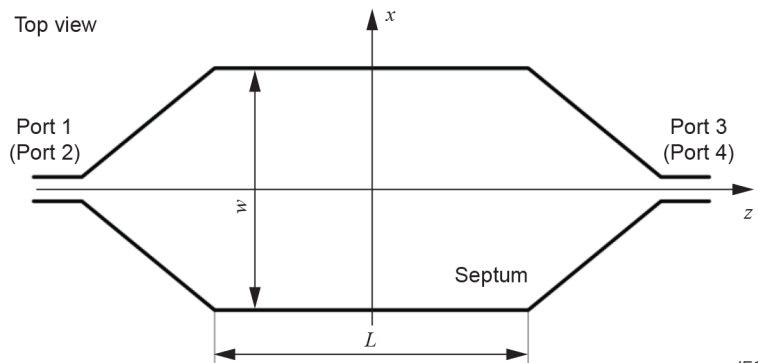
IEC

a) Side view



IEC

b) Cross-section view



IEC

c) Top view of septum

NOTE h_{EUT} is the minimum distance between the EUT and each conductor or absorber of the waveguide.

Figure D.11 – Four-port TEM waveguide (symmetric parallel septa) (see D.6.1 and D.6.3)

Annex E (informative)

Calibration method for E-field probes in TEM waveguides

E.1 Overview

Electric field strength (E-field) probes with a broad frequency range and large dynamic response are extensively used in the field uniformity validation procedures in accordance with this document. Among other aspects, the quality of the field probe calibration directly impacts the uncertainty budget of a radiated immunity test.

Generally, depending on the radiated immunity test performed, probes can be subject to field strength levels up to 200 V/m or even more, during the field uniformity validation in accordance with this document. Therefore, a calibration of the E-field probes used within this document should take the intended frequency and dynamic ranges into consideration.

Probe calibration results have shown differences when the probe is calibrated in different calibration laboratories. Therefore, the environment and method for field probe calibration are specified. Annex E gives the TEM waveguide validation procedures to be used for probe calibration, and provides relevant information on calibration of probes to be used for field uniformity measurements in accordance with this document in order to limit differences in validation results.

E.2 Probe calibration requirements

E.2.1 General

The calibration of E-field probes intended to be used for uniform field area (UFA) validation procedures as defined in this document should satisfy the following requirements. A UFA is a hypothetical vertical plane of the field calibration in which variations are acceptably small.

E.2.2 Calibration frequency range

The frequency range should normally include the highest frequency that is specified by the size and the structure of the TEM waveguide. The largest dimension of the probe head of an E-field probe, $l_{p\max}$, should be smaller than one quarter wavelength at the highest calibration frequency, $f_{c\max}$, to avoid approaching resonance. Therefore, the highest frequency is given by the dimension of the probe head according to Equation (E.1)

$$f_{\max} \leq \frac{c_0}{4l_{p\max}} \quad (\text{E.1})$$

where, c_0 is the speed of the light.

For example, when the largest dimension of the probe head of an E-field probe, $l_{p\max}$, is 2,5 cm, the highest frequency according to Equation (E.1) is 3 GHz. If the frequency exceeds the highest frequency that is determined by the TEM mode verification described in 5.2.2.3, the calibration is carried out up to the highest frequency determined by the TEM mode verification.

E.2.3 Calibration volume

The dimensions of the calibration volume, which should be as regular as possible, for example cubic or parallelepiped, should be smaller than 20 % of the distance between the inner and outer conductors (septum height). The centre of the volume where an E-field probe can be calibrated should be positioned in the centre of the septum height.

The validation of the volume should be performed at the grid points of the cube. A grid interval between two calibration points is selected at about 10 % of the septum height. An E-field probe or sensor for the validation should be as small as possible. The probe or the sensor need not necessarily be calibrated.

NOTE 1 When the dimensions of the calibration volume are a 20 cm cube for example, the grid interval is 10 cm and the number of the test points is 27, as shown in Figure E.1 (see Clause E.5).

The validation procedure for the calibration volume is as follows:

- a) the electric fields are measured at all points using the constant forward power method described in 5.2.2.4.1. Frequencies should be selected as described in E.2.6;
- b) a standard deviation for the measured electric fields is calculated;
- c) the standard deviation should be smaller than about 1 dB for a one-port TEM waveguide, and 0,6 dB for a two-port TEM waveguide.

NOTE 2 The basis for the preceding standard deviation values is described in [36].

E.2.4 Probe dimensions

The probe-head dimensions should be smaller than 10 % of the distance between the inner and outer conductors (septum height), h (see 5.2.1). The probe dimensions should also be smaller than the calibration volume (see E.2.3).

E.2.5 Perturbations of TEM waveguide fields due to the probe

The perturbation of the TEM waveguide field distribution due to the probe, including the measuring apparatus, should be validated with and without the probe.

NOTE 1 Probe perturbation depends not only on perturbations caused by the measuring apparatus but also the linearity of the TEM waveguide.

An example of the measurement set-up for perturbation validation is shown in Figure E.2 (see Clause E.5). A power amplifier, a signal generator, a directional coupler, and a power meter should be connected to a TEM waveguide, like the set-up for the probe calibration. A monopole antenna is used for electric field sensing. A small hole is made in the ground plate of the TEM waveguide, and then the antenna is attached to the ground plate. A less-invasive E-field sensor, for example an optical E-field sensor using LiNbO_3 electro-optic crystal, is also available instead of a monopole antenna. An access hole in the TEM waveguide is not needed when an electro-optic sensor is used. The antenna/sensor need not necessarily be calibrated. The monopole antenna is connected to a spectrum analyzer to measure the antenna output. A metallic cube that has the dimensions of the calibration volume can be used to represent a field probe for this perturbations check test.

The perturbations validation procedure is as follows:

- a) set a frequency without a probe and apply the forward power to a TEM waveguide;
- b) measure the level of the power and the reading of the spectrum analyzer;
- c) increase the power and repeat b);
- d) change the frequency (see E.2.6) and repeat steps a) to c);
- e) when all frequencies have been measured, add the probe and repeat steps a) to d);
- f) check the perturbation of the input power reading.

The difference between the perturbation with the probe and that without the probe should be less than the measurement uncertainty of the power meter and the spectrum analyzer.

NOTE 2 See [7] and [58] for methods to determine the measurement uncertainty. Some manufacturers of measuring apparatus provide the measurement uncertainty of results obtainable with the apparatus.

E.2.6 Frequency steps

To be able to compare test results between different calibration laboratories, it is necessary to use specific frequencies for the calibration (see Table E.1).

Table E.1 – Calibration frequencies

Frequency range	Typical calibration frequencies
	MHz
f_0 to 1 GHz	f_0 , 50, 100, 150, 200, ..., 950, 1 000
Above 1 GHz	1 000, 1 200, 1 400, ...
NOTE f_0 is the lowest frequency of the probe under calibration.	

E.2.7 Field strength

The field strength at which a probe is calibrated should be based on the field strength required for the subsequent immunity test. Because the preferred method for uniformity field validation is carried out at a field strength of at least 1,8 times the field strength to be applied to the EUT, it is recommended that the probe calibration is carried out at twice the test field strength, as shown in Table E.2.

NOTE This also covers the 1 dB compression requirement of the power amplifier.

Table E.2 – Calibration field strength level

Calibration level	Calibration field strength
	V/m
1	2
2	6
3	20
4	60
X	Y
NOTE X, Y are an open calibration level. This level is given in the product specification or by the test laboratory.	

E.3 Requirements for calibration instrumentation

E.3.1 Specifications of TEM waveguide

A TEM waveguide can be used to establish standard fields for field probe calibrations. The field at the centre of a TEM cell between the septum and the top or bottom plate is calculated from Equation (E.2):

$$E_{\text{approx}} = \frac{\sqrt{Z_0 P_{\text{net}}}}{h} \quad (\text{E.2})$$

where

Z_0 is the characteristic impedance of the TEM cell (typically 50 Ω),

P_{net} is the net power in watts, determined according to E.3.4,

h is the separation distance between the septum and the top or bottom plate (in m).

NOTE 1 The field at the mid-point between two conductors is approximated by Equation (E.2).

NOTE 2 Equation (E.2) is only valid for the TEM mode.

The VSWR of the TEM cell should be kept small, for example less than 1,3:1, to minimize the measurement uncertainties.

An alternative method of measuring P_{net} is to use a calibrated, low VSWR attenuator and power sensor connected to the output port of the TEM waveguide (two-port TEM waveguide only).

E.3.2 Harmonics and spurious signals

Any harmonics or spurious signals from power amplifiers should be at least 20 dB below the level at the carrier frequency. This is required for all field strength levels used during the calibration and linearity check. Since the harmonic content of power amplifiers is usually worse at higher power levels, the harmonic measurement may be performed only at the highest calibration field strength. The harmonic measurement can be performed using a calibrated spectrum analyzer which is connected to the amplifier output through an attenuator, or through a directional coupler.

Calibration laboratories should perform a measurement to validate that the harmonic and/or spurious signals from the amplifier satisfy the requirements for all measurement set-ups. This may be done by connecting a spectrum analyzer to Port 3 of the directional coupler (replacing the power meter sensor with the spectrum analyzer input; see Figure E.3 in Clause E.5).

NOTE 1 It is understood that the power level does not exceed the maximum allowable input power of the spectrum analyzer. An attenuator is used to reduce the power level in this case.

The frequency span should cover at least the third harmonic of the intended frequency. The validation measurement should be performed at the power level that will generate the highest intended field strength. Harmonic suppression filters may be used to improve the spectrum purity of the power amplifier(s).

NOTE 2 "Intended frequency" in the preceding paragraph means the highest frequency used for probe calibration.

E.3.3 Probe fixture

The probe mounting fixture in a TEM waveguide can cause reflections of electromagnetic fields during probe calibration. The fixture should be made of a material with a relative permittivity of less than 1,2 and a dielectric loss ($\tan \delta$) less than 0,005.

E.3.4 Measuring net power to a transmitting device using directional couplers

Net power delivered to a transmitting device can be measured with a four-port bi-directional coupler, or two three-port single directional couplers connected back-to-back (forming a so-called "dual directional coupler"). A common set-up using a bi-directional coupler to measure the net power to a transmitting device is shown in Figure E.3. The forward coupling and reverse coupling are defined by Equation (E.3) and Equation (E.4), where each port is connected with a matched load and a matched source:

$$c_{\text{fwd}} = \frac{P_3}{P_1} \quad (\text{E.3})$$

$$c_{\text{rev}} = \frac{P_4}{P_2} \quad (\text{E.4})$$

where P_1 , P_2 , P_3 , and P_4 are the respective powers at each port of the directional coupler.

The net power delivered to the transmitting device is then according to Equation (E.5):

$$P_{\text{net}} = \frac{P_{\text{PM1}} M_1}{c_{\text{fwd}}} - \frac{P_{\text{PM2}}}{c_{\text{rev}}} \quad (\text{E.5})$$

where P_{PM1} and P_{PM2} are the power meter readings in linear units.

Where the VSWR of the TEM waveguide is known, then a single three-port coupler can be used. For example, when the TEM waveguide has a VSWR of 1,5:1 this is equivalent to a voltage reflection coefficient (ρ_{volt}) of 0,2.

The accuracy is affected by the directivity of the coupler. The directivity is a measure of the coupler's ability to isolate the forward and the reverse signals. For a well-matched transmitting device, the reverse power is much smaller than the forward power. The effect of the directivity is therefore less important than in a reflectivity application. For example, when the TEM waveguide has a VSWR of 1,5:1 and the coupler has a directivity of 20 dB, the absolute maximum uncertainty in the net power due to the finite directivity is 0,22 dB – 0,18 dB = 0,04 dB, with a U-shaped distribution (where 0,22 dB is the loss of the incident power from VSWR = 1,5:1).

The net power delivered to the transmitting device is then according to Equation (E.6):

$$P_{\text{net}} = \frac{P_{\text{PM1}} \cdot (1 - \rho_{\text{volt}}^2)}{c_{\text{fwd}}} \quad (\text{E.6})$$

E.4 E-field probe calibration

E.4.1 Calibration methods

Although three calibration methods are provided in [19], two methods are typically employed. The standard field method using calculated field strengths is used for a two-port TEM waveguide (see E.4.2). The calibration method using a transfer standard (i.e. a field sensor or probe similar to the one being calibrated) is used for a one-port TEM waveguide.

E.4.2 Calibration procedure using a two-port TEM waveguide

The standard field method can be applied for probe calibration with use of a two-port TEM waveguide. Figure E.4 (see Clause E.5) shows an example of the set-up for the calibration of an E-field probe. If the E-field level and the forward and reverse powers are read manually, a computer need not necessarily be used. The procedure for carrying out the calibration with a two-port TEM waveguide is as follows:

- a) position the isotropic electric field strength sensor at the centre of the septum height;
- b) apply a forward power to the TEM waveguide input port so that the electric field strength of the primary field component is in the range of 6 V/m to 20 V/m, through the frequency range specified in E.2.2, in frequency steps specified in E.2.6, and record all the forward and reverse powers, and the primary and secondary components field strength readings;

- c) calculate the net power, P_{net} , with Equation (E.5) or Equation (E.6) (see E.3.4) and the measured powers;
- d) calculate the nominal primary electric field strength with Equation (E.2) (see E.3.1) as E_{approx} .

NOTE The calibration factor changes depending on how the probe is installed. There also is a method to insert only a probe head from the upper part of the TEM waveguide to remove the influence from any parts other than the probe head.

The calibration factor, F_p , can be obtained according to Equation (E.7)

$$F_p = \frac{E_m}{E_{\text{approx}}} \quad \text{or} \quad F_p = E_m - E_{\text{approx}} \quad (\text{E.7})$$

where E_m is the measured primary field strength.

E.4.3 Calibration procedure using one-port TEM waveguide

E.4.3.1 Transfer method

Generally, deviations of the measured electric field strength from the field strength given by Equation (E.2) (see E.3.1) are within $\pm 0,5$ dB for all frequencies with a two-port TEM waveguide. However, the deviations can be ± 3 dB or ± 4 dB in a case of a one-port TEM waveguide. Therefore, the calibration method described in E.4.2 should not be used in a one-port TEM waveguide. Instead, probe calibration with a one-port TEM waveguide can be performed by using a transfer method.

A transfer probe can be used to establish standard fields in a field-generating device (called a working standard device). The transfer probe response may be determined either by theoretical computations (for probes such as dipoles) or by calibrations performed according to other methods (e.g. a three-antenna method in an anechoic chamber can be used). Another method is the use of a small (to allow a high upper frequency) two-port TEM cell. Use of a small TEM cell also requires that the transfer probe is sufficiently small. After the transfer function of the working standard device is known, probe calibration can be performed at other power levels provided that the working standard device response is linear. Possible additional errors due to the difference in calibration environments (e.g. calibration site, size, orientation) for transfer standards as well as differences in shapes between the transfer standard and the probe under calibration should be documented in the calibration test report.

The procedure for carrying out probe calibration using the transfer method is as follows:

- a) position the transfer probe at the centre of the septum height in the TEM waveguide to be used for probe calibration;
- b) apply a forward power to the TEM waveguide input port through the frequency range specified in E.2.2, in frequency steps specified in E.2.6, and record all the forward and reverse powers and the primary field strength readings (the output voltage of the transfer probe should be converted to electric field strength);
- c) calculate the net power, P_{net} , with Equation (E.5) or Equation (E.6) (see E.3.4) and the measured powers;
- d) replace the transfer probe by the isotropic electric field strength sensor or probe to be calibrated;
- e) apply a forward power to the TEM waveguide so that the net power is the same as the power in step b), and record the primary field strength readings.

The calibration factor, F_p , is obtained according to Equation (E.8)

$$F_p = \frac{E_m}{E_T} \text{ or } F_p = E_m - E_T \quad (\text{E.8})$$

where E_T is the primary field strength obtained by the transfer probe.

The transfer method is accurate if the following conditions are met:

- the set-up does not change between the transfer and calibration procedures;
- the probe position during measurements is reproduced;
- the transmitted power remains the same;
- the probe under test is similar in construction (size and element design) to the transfer probe;
- the cables connecting the sensor head and readout do not disturb or pick up the field;
- the working standard device is largely anechoic.

References [19], [20], and [21] have more information on this method.

E.4.3.2 Method of E-field estimation at the calibration position

If the transfer probe is not available, a probe can be calibrated by the alternative method of E.4.3.2. A monopole antenna as described in E.2.5 is used (see Figure E.5 in Clause E.5). The probe calibration procedure is as follows:

- a) position the monopole antenna at the ground plate of the TEM waveguide;
 - b) apply the forward power to the TEM waveguide input port through the frequency range specified in E.2.2, in frequency steps specified in E.2.6, and record all the forward and reverse powers, and the spectrum analyzer readings, P_{mono} ;
 - c) calculate the electric field strength at the position of the monopole, E_{mono} , using the antenna factor of the monopole antenna (see E.4.3.3);
 - d) calculate the net power, P_{net} , with Equation (E.5) or Equation (E.6) (see E.3.4) and the measured powers;
 - e) remove the monopole, and then position a small E-field sensor (e.g. optical electric field sensor) where the monopole had been positioned;
 - f) apply a forward power so that the net power is the same as the power in step b), and record the primary field strength or the spectrum analyzer readings from the E-field sensor (E_M or P_M);
- NOTE The small E-field sensor is not necessarily calibrated. Although an E-field probe can be used, the probe to be calibrated will not be used.
- g) position the small E-field sensor or probe at the position to be calibrated (normally, at the centre point of the septum height);
 - h) apply a forward power so that the net power is the same as the power in step b), and record the primary field strength or the spectrum analyzer readings from the E-field sensor or probe (E_C or P_C).

The reference electric field strength can be calculated using Equation (E.9).

$$E_{\text{ref}} = \frac{E_{\text{mono}}\sqrt{P_C}}{\sqrt{P_M}} \text{ or } E_{\text{ref}} = \frac{E_{\text{mono}}E_C}{E_M} \quad (\text{E.9})$$

The calibration factor, F_p , can be obtained as

$$F_p = \frac{E_m}{E_{ref}} \text{ or } F_p = E_m - E_{ref} \quad (\text{E.10})$$

where E_m is the primary field strength obtained by the probe under test.

The antenna factor of the monopole antenna is obtained using the method of E.4.3.3.

E.4.3.3 Calculation of the monopole antenna factor from the antenna impedance using equivalent length

Antenna impedance can be obtained by measuring the reflection coefficient of the antenna using a network analyzer, or by a calculation using Labus's Equation [45], or by other numerical methods such as the method of moments.

The equivalent circuit of a receive antenna and a measuring apparatus is shown in Figure E.6 (see Clause E.5). The terminal voltage of the antenna, V_0 , is obtained according to Equation (E.11):

$$V_0 = \frac{Z_0 V}{Z_0 + Z_{ant}} = -\frac{Z_0 I_e E}{Z_0 + Z_{ant}} \quad (\text{E.11})$$

where Z_0 and Z_{ant} are the characteristic impedance of the measuring apparatus and the antenna impedance, respectively; E is the electric field strength at the location where the element of the antenna is positioned; I_e is the effective length of the antenna, which is calculated using Equation (E.12):

$$I_e = \begin{cases} \frac{1}{\sin\left(\frac{2\pi l}{\lambda}\right)} \int_0^l \sin\left(\frac{2\pi x}{\lambda}\right) dx = \frac{\lambda}{2\pi \sin\left(\frac{2\pi l}{\lambda}\right)} \left\{1 - \cos\left(\frac{2\pi l}{\lambda}\right)\right\} & \left(l \leq \frac{\lambda}{4}\right) \\ \frac{\lambda}{2\pi} \left\{1 - \cos\left(\frac{2\pi l}{\lambda}\right)\right\} & \left(\frac{\lambda}{4} \leq l < \frac{\lambda}{2}\right) \end{cases} \quad (\text{E.12})$$

where l and λ are the element length of the antenna and the wavelength, respectively.

The antenna factor, F_a , is expressed by the electric field strength and the terminal voltage, and is determined by Equation (E.13).

$$F_a = \frac{E}{V_0} \quad (\text{E.13})$$

The antenna factor is obtained from Equation (E.11) and Equation (E.13) as Equation (E.14)

$$F_a = \frac{Z_0 + Z_{ant}}{Z_0 I_e} \quad (\text{E.14})$$

E.5 Figures for Annex E

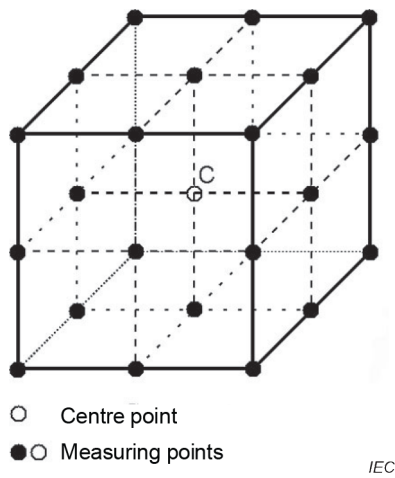


Figure E.1 – Example of test points for calibration volume validation (see E.2.3)

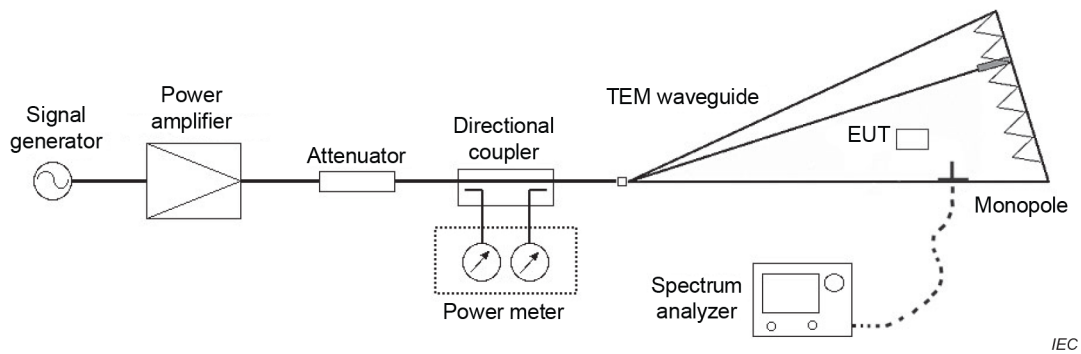


Figure E.2 – Set-up for validation of probe perturbation (see E.2.5)

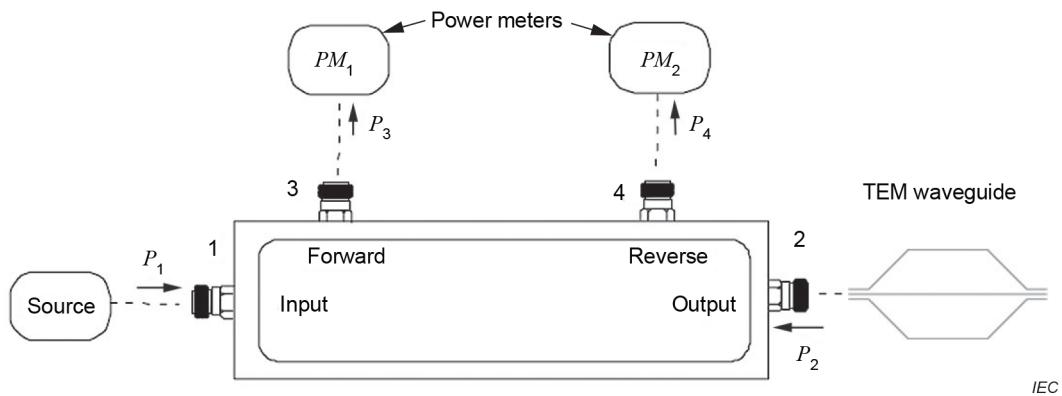
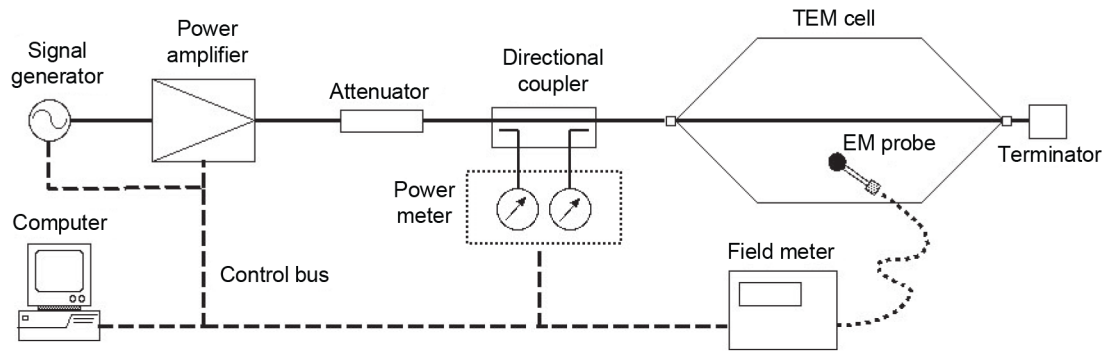
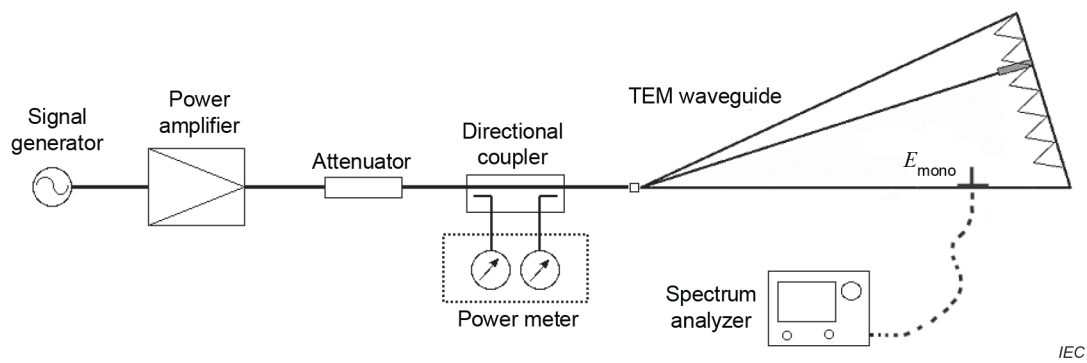


Figure E.3 – Set-up for measuring net power to a transmitting device (not to scale) (see E.3.4)



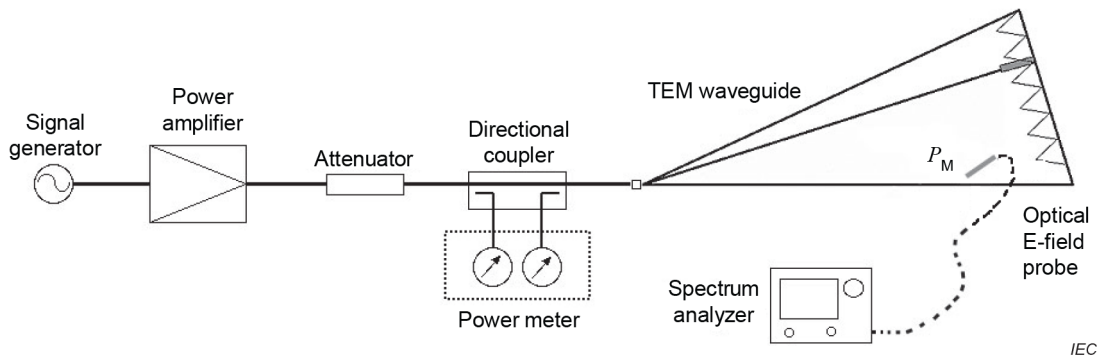
IEC

Figure E.4 – Example set-up for E-field probe calibration with two-port TEM waveguide (see E.4.2)



IEC

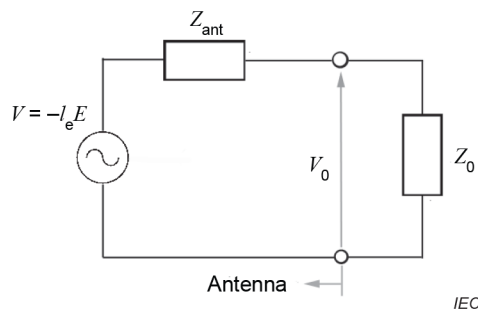
a) Use of a monopole antenna



IEC

b) Use of a small electric field sensor

Figure E.5 – Example set-up for E-field probe calibration with one-port TEM waveguide and alternative method (see E.4.3.2)



IEC

Figure E.6 – Equivalent circuit of monopole antenna and measuring apparatus (see E.4.3.3)

Annex F (informative)

Instrumentation uncertainty of emission measurement results

F.1 Radiated disturbance measurements using a TEM waveguide

F.1.1 Measurand for radiated disturbance measurements using a TEM waveguide

E disturbance field strength, in dB($\mu\text{V}/\text{m}$), measured at a 10 m OATS/SAC for 30 MHz to 1 000 MHz, and measured at a 3 m FAR (FSOATS) for 1 GHz to 18 GHz

NOTE It is assumed that measurement results taken in a TEM waveguide are converted to field strength for comparison with OATS-based limits at a 10 m distance up to 1 GHz and to FAR-based limits at a 3 m distance above 1 GHz.

F.1.2 Symbols of input quantities common to all disturbance measurements

a_c	attenuation of the connection between the receiver and the TEM waveguide, in dB
δ_M	correction for the error caused by mismatch, in dB
V_r	receiver voltage reading, in dB(μV)
δV_{SW}	correction for receiver sine wave voltage inaccuracy, in dB
δV_{pa}	correction for imperfect receiver pulse amplitude response, in dB
δV_{pr}	correction for imperfect receiver pulse repetition rate response, in dB
δV_{nf}	correction for the effect of the receiver noise floor, in dB

F.1.3 Symbols of input quantities specific to TEM waveguide measurements

F_{convTEM}	conversion factor for field-strength measurements in TEM waveguide, in dB(1/m)
δS_{uni}	correction factor for field non-uniformity in EUT volume, in dB
δS_d	correction factor for separation distance between waveguide port and EUT, in dB
δS_{EUTdir}	correction factor for the effect of EUT directivity, in dB
δS_{tt}	correction factor for the effect of turntable/manipulator material, in dB

F.2 Input quantities to be considered for radiated disturbance measurements using a TEM waveguide

- a) receiver reading
- b) cable attenuation between TEM waveguide and measuring receiver
- c) conversion factor for field-strength measurements using the TEM waveguide
- d) receiver related input quantities
 - 1) sine wave voltage accuracy
 - 2) pulse amplitude response
 - 3) pulse repetition rate response
 - 4) noise floor proximity
- e) mismatch effects between TEM waveguide receiver port and measuring receiver
- f) effect of field non-uniformity

- g) effect of separation distance between EUT and waveguide port
- h) effect of EUT directivity
- i) effect of EUT turntable/manipulator material

F.3 Uncertainty budget and rationale for the input quantities for radiated disturbance measurements using a TEM waveguide

F.3.1 Uncertainty budget for radiated disturbance measurements using a TEM waveguide

The measurand E is calculated using the model equation in Equation (F.1):

$$E = V_r + a_c + F_{\text{conv TEM}} + \delta V_{\text{sw}} + \delta V_{\text{pa}} + \delta V_{\text{pr}} + \delta V_{\text{nf}} + \delta M + \delta S_{\text{uni}} + \delta S_d + \delta S_{\text{EUT dir}} + \delta S_{\text{TT}} \quad (\text{F.1})$$

Table F.1 – Uncertainty budget for radiated disturbance measurement results using a TEM waveguide from 30 MHz to 1 000 MHz (example)

Input quantity ^a	X_i	Uncertainty of x_i		$c_i u(x_i)$ ^b
		dB	Probability distribution function	dB
Receiver reading ^{F1)}	V_r	± 0,1	$k = 1$	0,10
Attenuation: TEMwg-receiver ^{F2)}	a_c	± 0,2	$k = 2$	0,10
TEM conversion factor ^{F7)}	$F_{\text{conv TEM}}$	± 0,0	-	0,0
Receiver corrections:				
Sine wave voltage ^{F3)}	δV_{sw}	± 1,0	$k = 2$	0,50
Pulse amplitude response ^{F4)}	δV_{pa}	± 1,5	Rectangular	0,87
Pulse repetition rate response ^{F4)}	δV_{pr}	± 1,5	Rectangular	0,87
Noise floor proximity ^{F5)}	δV_{nf}	± 0,3	Rectangular	0,17
Mismatch: TEMwg-receiver ^{F6)}	δM	+0,64/-0,69	U-shaped	0,47
Field non-uniformity ^{F8)}	δS_{uni}	± 2,61	$k = 1$	2,61
Separation distance ^{F9)}	δS_d	± 0,19	Rectangular	0,11
Effect of EUT directivity ^{F10)}	$\delta S_{\text{EUT dir}}$	-1,5/0	Rectangular	1,2
Effect of EUT manipulator ^{F11)}	δS_{TT}	± 2,0	Rectangular	1,16
The distribution function is normal, unless otherwise expressed in the table.				
^a Superscripts (e.g. ^{F1)}) correspond to the list items in F.3.2.				
^b All $c_i = 1$				

Hence, the expanded uncertainty according to Equation (F.2) is $U(E) = 2u_c(E) = 6,82$ dB.

$$u_c(y) = \sqrt{\sum_i c_i^2 u^2(x_i)} \quad (\text{F.2})$$

NOTE Equation (F.1) and Equation (F.2) can also be used for the three-position algorithm (see A.3.2.3) because the same uncertainty applies to each of the three voltages when the same instrumentation is used.

Table F.2 – Uncertainty budget for radiated disturbance measurement results using a TEM waveguide from 1 GHz to 6 GHz (example)

Input quantity ^a	X_i	Uncertainty of x_i		$c_i u(x_i)^b$
		dB	Probability distribution function	dB
Receiver reading ^{F1)}	V_r	± 0,1	$k = 1$	0,10
Attenuation: TEMwg-receiver ^{F2)}	a_c	± 0,3	$k = 2$	0,15
TEM conversion factor ^{F7)}	$F_{\text{conv TEM}}$	± 0,0	-	0,0
Receiver corrections:				
Sine wave voltage ^{F3)}	δV_{sw}	± 1,5	$k = 2$	0,75
Noise floor proximity ^{F5)}	δV_{nf}	+ 0,2/0,0	Rectangular	0,12
Mismatch: TEMwg-receiver ^{F6)}	δM	+0,51/-0,54	U-shaped	0,37
Field non-uniformity ^{F8)}	δS_{uni}	± 2,61	$k = 1$	2,61
Separation distance ^{F9)}	δS_d	± 0,19	Rectangular	0,11
Effect of EUT directivity	$\delta S_{\text{EUT dir}}$	-	-	0
Effect of EUT manipulator ^{F11)}	δS_{TT}	± 2,0	Rectangular	1,16
The distribution function is normal, unless otherwise expressed in the table.				
^a Superscripts (e.g. F ¹⁾) correspond to the list items in F.3.2.				
^b All $c_i = 1$				

Hence, the expanded uncertainty according to Equation (F.2) is $U(E) = 2u_c(E) = 5,97$ dB.

F.3.2 Rationale for the estimates of input quantities for radiated disturbance measurements using a TEM waveguide

NOTE 1 Comments F1) through F8) are adapted from CISPR 16-4-2 [15].

NOTE 2 General background on measurement uncertainty for radiated disturbance measurements is provided in [30].

F1) Receiver readings will vary for reasons that include measuring system instability and meter scale interpolation errors. The estimate of V_r is the mean of many readings (sample size larger than 10) of a stable signal, with a standard uncertainty given by the experimental standard deviation of the mean ($k = 1$).

F2) An estimate of the attenuation a_c of the connection between the receiver and the TEM waveguide is assumed to be available from a calibration report, along with an expanded uncertainty and a coverage factor.

NOTE 3 If the estimate of attenuation a_c is obtained from manufacturer's data for a cable or attenuator, a rectangular probability distribution having a half-width equal to the manufacturer's specified tolerance on the attenuation can be assumed. If the connection is a cable and attenuator in tandem, with the manufacturer's data available on each, a_c has two components, each with its own rectangular probability distribution.

NOTE 4 In the frequency range below 30 MHz, the estimate of the expanded uncertainty is 0,1 dB, from 30 MHz to 1 000 MHz it is 0,2 dB, from 1 GHz to 6 GHz it is 0,3 dB and from 6 GHz to 18 GHz it is 0,6 dB with a coverage factor of 2. A lower estimate for this uncertainty contribution can be achieved using a vector network analyzer for the cable calibration.

- F3) An estimate of the correction δV_{sw} for receiver sine-wave voltage accuracy is assumed to be available from a calibration report, along with an expanded uncertainty and a coverage factor.

NOTE 5 If a calibration report states only that the receiver sine-wave voltage accuracy is within the CISPR 16-1-1 tolerance (± 2 dB), then the estimate of the correction δV_{sw} is taken as zero with a rectangular probability distribution having a half-width of 2 dB. If the calibration report states a value less than the CISPR 16-1-1 tolerance (e.g. ± 1 dB), then this value is to be used in the uncertainty calculation, not the stated uncertainty value of the calibration process. If the calibration report provides detailed deviations from reference values, then the reported deviations and the uncertainties of the calibration laboratory are used to determine the uncertainties of the measuring receiver.

- F4) In general, it is impractical to correct for imperfect receiver pulse response characteristics.

A verification report stating that the receiver pulse amplitude response complies with the CISPR 16-1-1 tolerance of $\pm 1,5$ dB for peak, quasi-peak, average, or RMS-average detection is assumed to be available. The correction δV_{pa} is estimated to be zero with a rectangular probability distribution having a half-width of 1,5 dB.

The CISPR 16-1-1 tolerance for pulse repetition rate response varies with repetition rate and detector type. A verification report stating that the receiver pulse repetition rate responses comply with the CISPR 16-1-1 tolerances is assumed to be available. The correction δV_{pr} is estimated to be zero with a rectangular probability distribution having a half-width of 1,5 dB, a value considered to be representative of the various CISPR 16-1-1 tolerances.

NOTE 6 If the pulse amplitude response or the pulse repetition rate response is verified to be within $\pm \alpha$ dB of the CISPR specification ($\alpha \leq 1,5$), the correction for that response is estimated to be zero with a rectangular probability distribution having a half-width of α dB.

NOTE 7 If a disturbance produces a continuous wave signal at the detector, pulse response corrections are not considered.

- F5) The noise floor of a CISPR receiver is compared with the TEM waveguide output voltage level S_{lim} corresponding to the OATS-based field-strength limit E_{lim} at 10 m distance below 1 GHz and corresponding to the FAR (FSOATS) based field-strength limit E_{lim} at a 3 m distance above 1 GHz to determine the signal-to-noise ratio.

Combining Equation (A.1) and Equation (A.6) gives Equation (F.3):

$$E_{max} = g_{max} \sqrt{\frac{D_{max} \eta_0^2 k_0^2}{12 \pi^2 e_{0y}^2 Z_c}} \cdot S = g_{max} \frac{\eta_0 k_0}{2 \pi e_{0y}} \sqrt{\frac{D_{max}}{3 Z_c}} \cdot S, \quad (F.3)$$

with $k_0 = \frac{2\pi}{\lambda}$, $\eta_0 \approx 377 \Omega$, $Z_c = 50 \Omega$.

A manufacturer's manual gives $e_{0y} = \frac{E_y}{\sqrt{P_i}} = \frac{10 \text{ V/m}}{\sqrt{1,5 \text{ W}}} = 8,16 \frac{\sqrt{\Omega}}{\text{m}}$ for a TEM waveguide septum height $h = 0,8 \text{ m}$.

NOTE 8 For larger septum heights, e_{0y} will be proportionally lower.

- a) For the OATS-based field strength (below 1 GHz) the approximation $g_{max} = \frac{2}{r}$ is used, where $r = 10 \text{ m}$ and $D_{max} = 1,5$, to calculate S_{lim} .

From Equation (F.3) $E_{max} = E_{lim} = \frac{1}{\lambda} \cdot 0,92 \cdot S_{lim}$ or $S_{lim} = \lambda \cdot 1,08 E_{lim}$, respectively in dB:

$$S_{lim} = \lambda / \text{dB(m)} + 0,68 + E_{lim} / \text{dB}(\mu\text{V/m})$$

The preceding Equation allows calculation of S_{lim} in Table F.3.

Table F.3 – Values of S_{lim} for 30 MHz to 1 000 MHz

Frequency/MHz	$E_{lim}/dB(\mu V/m)$	$S_{lim}/dB(\mu V)$
30	30	50,7
100	30	40,2
230	30	33,0
230	37	40,0
300	37	37,7
1 000	37	27,2

For radiated disturbance measurement using the TEM waveguide below 1 GHz, the deviation δV_{nf} is estimated to be between 0 dB and +0,3 dB. The correction is estimated to be zero as if the deviation were symmetric around the value to be measured with a rectangular probability distribution having a half-width of 0,3 dB. Any correction for the effect of the noise floor depends on the signal type (e.g. impulsive or unmodulated sine wave) and the signal-to-noise (S/N) ratio, and would change the noise level indication. The value of 0,3 dB is taken from Figure F.1 (see Clause F.4) for a S/N = 28 dB. The S/N has been obtained for a noise figure of 6 dB, using Equation (F.4)

$$E_{NQP} = S_{NQP} + F_{conv\ TEM} + a_c = -67 + 10 \lg F_N + 10 \lg B_N + w_{NQP} + F_{conv\ TEM} + a_c \quad (F.4)$$

where

E_{NQP} is the equivalent field strength of the quasi-peak noise floor, in dB($\mu V/m$);

S_{NQP} is the receiver quasi-peak noise floor, in dB(μV);

$F_{conv\ TEM}$ is the TEM conversion factor at the receive frequency, in dB(1/m);

a_c is the attenuation of the antenna connecting cable, in dB;

F_N is the noise factor of the measuring receiver, i.e. a number;

$10 \cdot \lg F_N$ is the noise figure of the measuring receiver, in dB;

B_N is the noise bandwidth of the measuring receiver, in Hz;

w_{NQP} is the quasi-peak weighting factor of noise, in dB;

-67 is $10 \cdot \lg(kT_0 \cdot 1\text{Hz} / P_{1\mu V})$, the absolute noise level in dB(μV) in 1 Hz bandwidth, with k = Boltzmann's Constant, $T_0 = 293,15$ K, and $P_{1\mu V}$ is the power generated by 1 μV across 50 Ω .

The worst-case S/N is obtained near 1 000 MHz. With $10 \cdot \lg(F_N) = 6$, $10 \cdot \lg(B_N) = 50,8$ (for 120 kHz), the weighting factor w_{NQP} being 7 dB, the TEM conversion factor of $F_{conv\ TEM} = 9,8$ dB(m^{-1}) for 1 000 MHz and the cable attenuation $a_c = 2$ dB, the quasi-peak noise indication in terms of field strength is $E_{NQP} = 9$ dB($\mu V/m$). This is compared to a disturbance level at the emission limit of 37 dB($\mu V/m$) at 10 m distance to give an S/N of 28 dB. In the frequency range below 1 000 MHz, the S/N is higher, hence an S/N > 30 dB can be assumed.

- b) For the FAR (FSOATS) based field strength (above 1 GHz) the approximation $g_{\max} = 1/r$ is used, where $r = 3$ m and $D_{\max} = 1,5$, to calculate S_{lim} .

From Equation (F.3) $E_{\max} = E_{\text{lim}} = 1/\lambda \cdot 1,54 \cdot S_{\text{lim}}$, where λ is expressed in m or $S_{\text{lim}} = \lambda \cdot 0,65 \cdot E_{\text{lim}}$, then respectively in dB: $S_{\text{lim}} = \lambda/\text{dB(m)} - 3,75 + E_{\text{lim}}/\text{dB}(\mu\text{V/m})$.

The preceding equation allows the calculation of S_{lim} in Table F.4 (see F.3.2).

Table F.4 – Values of S_{lim} for 1 GHz to 6 GHz

Frequency/GHz	$E_{\text{lim pk}}/\text{dB}(\mu\text{V/m})$	$S_{\text{lim pk}}/\text{dB}(\mu\text{V})$
1	70	55,8
3	70	46,2
3	74	50,2
6	74	44,2

For radiated disturbance measurements above 1 GHz, the limits apply for average detector and peak detector measured results. Similar considerations for the noise floor below 1 GHz apply. The stronger influence of noise and higher uncertainty caused by noise are with the peak detector.

Figure F.2 (see Clause F.4) provides graphs for the deviation from the signal level as a function of S/N.

The worst-case S/N is obtained near 6 GHz. With $10 \cdot \lg(\text{FN}) = 6$, $10 \cdot \lg(\text{BN}) = 58,2$ (corresponding to 0,66 MHz), the weighting factor w_{NPK} being 11 dB, the TEM conversion factor of $F_{\text{conv TEM}} = 29,8 \text{ dB(m}^{-1}\text{)}$ for 6 GHz and the cable attenuation $a_c = 2 \text{ dB}$, the peak noise indication in terms of field strength is $E_{\text{NQP}} = 40 \text{ dB}(\mu\text{V/m})$. This is compared to a disturbance level at the emission limit of 74 dB($\mu\text{V/m}$) at a 3 m distance to give an S/N of 34 dB. In the frequency range below 6 GHz, the S/N is higher, hence an S/N > 34 dB can be assumed. Figure F.2 shows a maximum deviation for sine waves of 0,2 dB.

F6) Mismatch uncertainty

a) General

In general, the receiver port of a TEM waveguide will be connected to port 1 of a two-port network whose port 2 is terminated by a receiver of reflection coefficient Γ_r . The two-port network, which might be a cable, attenuator, attenuator and cable in tandem, or some other combination of components, can be represented by its S -parameters. The mismatch correction is then according to Equation (F.5)

$$\delta M = 20 \lg \left[(1 - \Gamma_e S_{11})(1 - \Gamma_r S_{22}) - S_{21}^2 \Gamma_e \Gamma_r \right] \quad (\text{F.5})$$

where Γ_e is the reflection coefficient looking into the receiver port of the TEM waveguide with the EUT inserted when it is set up for disturbance measurement. All parameters are referenced to 50 Ω .

When only the magnitudes, or extremes of the magnitudes, of the parameters are known, it is not possible to calculate δM , but its extreme values δM^\pm are not greater than according to Equation (F.6)

$$\delta M^\pm = 20 \lg \left[1 \pm \left(|\Gamma_e| |S_{11}| + |\Gamma_r| |S_{22}| + |\Gamma_e| |\Gamma_r| |S_{11}| |S_{22}| + |\Gamma_e| |\Gamma_r| |S_{21}|^2 \right) \right] \quad (\text{F.6})$$

The probability distribution of δM is approximately U-shaped, with a width not greater than $(\delta M^+ - \delta M^-)$ and standard deviation not greater than the half-width divided by $\sqrt{2}$.

b) Radiated disturbance measurement using a TEM waveguide

For radiated disturbance measurements below 1 GHz, a VSWR specification of the TEM waveguide of $s_{wr} \leq 1,6:1$ is assumed, implying $|\Gamma_e| \leq 0,23$. For radiated disturbance measurements above 1 GHz, a VSWR specification of $s_{wr} \leq 1,45:1$ is assumed, implying $|\Gamma_e| \leq 0,18$. It is also assumed that the connection to the receiver is made using a well-matched cable ($|S_{11}| \ll 1$, $|S_{22}| \ll 1$) of negligible attenuation ($|S_{21}| \approx 1$) and that the receiver RF attenuation is 0 dB, for which the CISPR 16-1-1 tolerance of $s_{wr} \leq 2,0:1$ implies $|\Gamma_r| \leq 0,33$.

The estimate of the correction δM is zero with a U-shaped probability distribution having width equal to the difference $(\delta M^+ - \delta M^-)$.

NOTE 9 The expressions for δM and δM^\pm show that mismatch error can be reduced by increasing the attenuation of the well-matched two-port network preceding the receiver. The penalty is a reduction in measurement sensitivity.

NOTE 10 Additional considerations related to Equation (F.3): a) due to non-existing or only weak correlation of the addends (summands, or terms in the sum), the linear addition can be replaced by the root sum square rule; b) due to the usually small magnitude of the addends, a further approximation (where δM^\pm is the half width of a U-shaped distribution) is applicable, yielding finally:

$$\delta M^\pm \approx 8,7 \sqrt{(|\Gamma_e||S_{11}|)^2 + (|\Gamma_r||S_{22}|)^2 + (|\Gamma_e||\Gamma_r||S_{21}|)^2} \text{ dB}$$

F7) Conversion factor for radiated disturbance measurements using a TEM waveguide

The conversion factor can be seen as a frequency-dependent antenna factor that converts the disturbance voltage measured by the measuring receiver at the output of the TEM waveguide to an equivalent OATS-based (or FAR-based) field strength. The conversion factor will usually be different for horizontal and vertical polarization of the calculated field strength. It depends on OATS/SAC measurement distance, septum height, and some further parameters. A rough approximation is calculated in list item F5). It is assumed that the conversion is performed using algorithms, for example as described in Clause A.3, or other more sophisticated algorithms following an exact theory and using computations that do not produce an uncertainty contribution. Any uncertainty caused, for example by the unpredictable EUT directivity, is covered by other influence quantities.

F8) Field non-uniformity

For the usable test volume, the requirements in 5.2.2 apply. In 5.2.2.2.2 and 5.2.2.2.3 the mean value and standard deviation of the primary field component or the forward power are calculated for N test points. Normal distribution is assumed for the measurands. The standard deviation of either the primary field component for the constant forward power method or the forward power for the constant field strength method shall be below 2,61 dB according to Equation (1) through Equation (6), and respectively Equation (7) through Equation (12). From that verification requirement, it can be concluded that the field non-uniformity uncertainty contribution is 2,61 dB or better. The actual value of the standard deviation of the primary electric field strength or the forward power may be used as an estimate of the standard uncertainty of this input quantity for the determination of the expanded uncertainty U_{lab} of a test lab and its TEM waveguide.

However, especially for large uniform areas, many TEM waveguides will result in a lower uncertainty. If it is vital to determine a more accurate estimate for the uncertainty of field non-uniformity, this can be done with a more complex evaluation of the calibration data of the validation of the usable test volume as explained in the following paragraphs.

The measurements $E_{\text{prim},i}$ in V/m for the primary electric field strength in the N calibration points are normalized to the input power and the field factor according to Equation (A.5) (see A.3.2.3.3). With Equation (F.7) through Equation (F.10) the standard deviation s_N for the intrinsic uncertainties of the testing volume and the waveguide are calculated, where $\Gamma(\dots)$ is the gamma function.

$$s_N = \sqrt{\frac{N-1}{2}} \cdot \frac{\Gamma\left(\frac{N-1}{2}\right)}{\Gamma\left(\frac{N}{2}\right)} \cdot \sigma_{\text{EN}} \quad (\text{F.7})$$

$$\sigma_{\text{EN}} = \sqrt{\frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^N (E_{\text{pn},i} - \bar{E}_{\text{pn}})^2} \quad (\text{F.8})$$

$$\bar{E}_{\text{pn}} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N E_{\text{pn},i} \quad (\text{F.9})$$

$$E_{\text{pn},i} = 20 \lg\left(\frac{E_{\text{p},i}}{P_i \cdot e_{0y,i}}\right) \quad (\text{F.10})$$

The evaluation of Equation (F.11) for a large number I of randomly chosen calibration points (x_i, y_i) in the uniform area results in the standard deviation $s_{e_{0y}}$ of the analytical field homogeneity in the specific testing volume.

$$s_{e_{0y}} = \sqrt{\frac{1}{I-1} \sum_{i=1}^I \left(20 \lg(e_{0y}(x_i, y_i)) - \frac{1}{I} \sum_{i=1}^I 20 \lg(e_{0y}(x_i, y_i)) \right)^2} \quad (\text{F.11})$$

The uncertainty of δS_{uni} in Table F.1 is then calculated by Equation (F.12). For each frequency interval the maximum value of $u(\delta S_{\text{uni}})$ should be taken into account.

$$u(\delta S_{\text{uni}}) = \sqrt{s_N^2 + s_{e_{0y}}^2} \quad (\text{F.12})$$

Detailed information as well as measurement examples for the uncertainty contribution of the field non-uniformity can be found in [27].

- F9) The error in separation distance between the EUT and the TEM waveguide port arises from the errors in determining the perimeter of the EUT and the z -coordinate of the EUT in the TEM waveguide. The estimate of the correction δS_{d} for the separation error is zero with a rectangular probability distribution having a half-width evaluated from assuming a maximum separation error of $\pm 0,1$ m, and assuming that field strength is inversely proportional to separation over that distance margin. A rectangular probability distribution function (PDF) is assumed. For a specific TEM waveguide, the uncertainty contribution $u(\delta S_{\text{d}})$ can be calculated from Equation (F.13), where r_{TL} is the distance between the EUT position and the feed section of the TEM waveguide.

$$u(\delta S_{\text{d}}) = \max\left(\frac{\sqrt{3}}{3} \cdot 20 \lg\left(\frac{r_{\text{TL}} \pm 0,1 \text{ m}}{r_{\text{TL}}}\right)\right) \quad (\text{F.13})$$

NOTE 11 This value can also be understood as an uncertainty contribution of the tapering of a TEM waveguide.

NOTE 12 This value does not apply for TEM waveguides without tapering, for example those with constant cross-section dimensions in the test volume.

NOTE 13 The value of this uncertainty contribution depends on the distance between the EUT position and the feed section of the TEM waveguide. Longer separation distances result in a lower uncertainty.

F10) For electrically small EUTs, the directivity will vary between a minimum of 1,5 (isolated electric or magnetic dipole only) to a maximum of 3 (for combined electric and magnetic dipoles optimally oriented). A directivity of 3 (maximum case) is assumed in the A.3.2.4 correlation algorithm for small EUTs; thus the actual (but unknown) directivity will be up to 1,5 lower yielding an uncertainty. A rectangular distribution is assumed for Table F.1. If the A.5.1.2 twelve-position antenna factor-based method is used for a small EUT, this uncertainty term is not needed. For frequencies above 1 GHz any EUT is assumed to be electrically large, thus the A.5.1.2 twelve-position antenna factor-based method shall be used for the calculation of the equivalent electric field strength, and the uncertainty contribution of EUT directivity no longer applies. Therefore, its value is set to zero in Table F.2.

F11) Effect of EUT turntable/manipulator material

This effect needs to be determined by measurements with and without a manipulator in a manner similar to the evaluation of set-up table influence in CISPR 16-1-4. From field-strength measurements above about 500 MHz, values of around ± 2 dB seem to be typical. A rectangular PDF can be assumed. More detailed information and the description of possible measurement set-ups for the evaluation of that effect in TEM waveguides can be found in [27].

F.4 Figures for Annex F

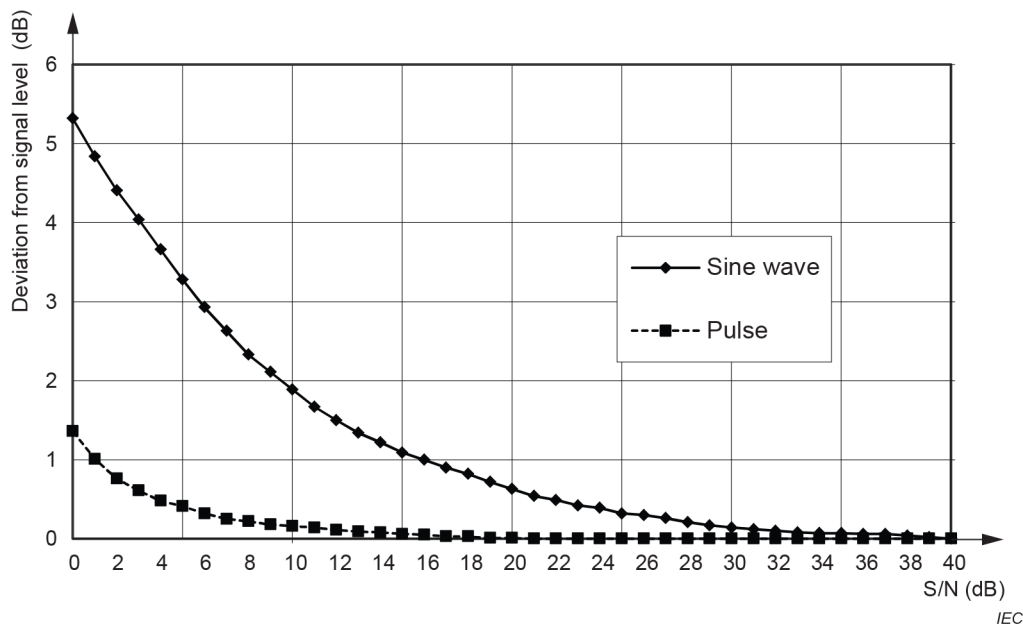


Figure F.1 – Deviation of the QP detector level indication from the signal level at receiver input for two cases, a sine-wave signal and an impulsive signal with a pulse repetition frequency of 100 Hz

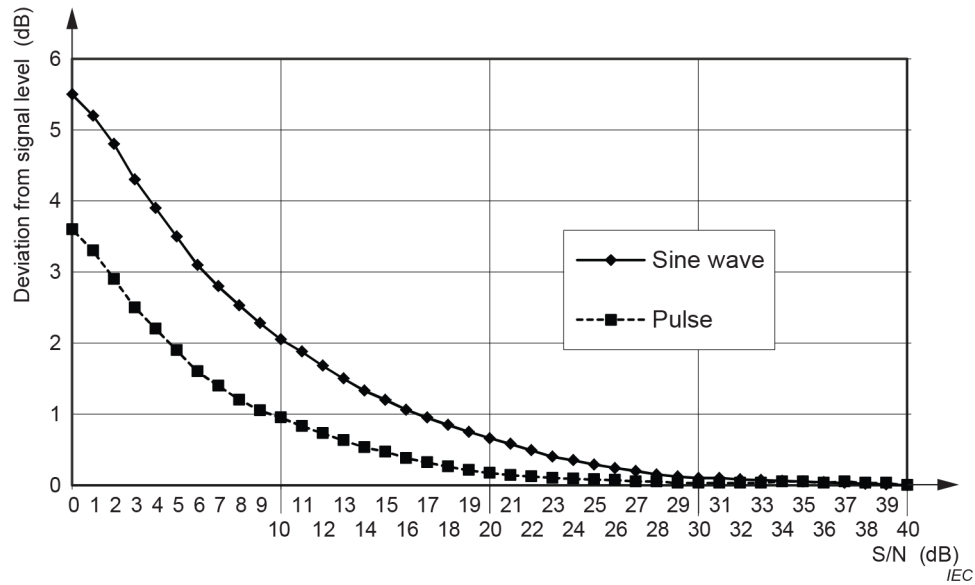


Figure F.2 – Deviation of the peak detector level indication from the signal level at receiver input for two cases, a sine-wave signal and an impulsive signal with a pulse repetition frequency of 100 Hz

Annex G (informative)

Measurement uncertainty of immunity testing due to test instrumentation

G.1 General symbols

X_i	input quantity
x_i	estimate of X_i
δX_i	correction for input quantity
$u(x_i)$	standard uncertainty of x_i
c_i	sensitivity coefficient
y	result of a measurement (the estimate of the measurand), corrected for all recognized significant systematic effects
$u_c(y)$	(combined) standard uncertainty of y
$U(y)$	expanded uncertainty of y
k	coverage factor
a^+	upper abscissa of a probability distribution
a^-	lower abscissa of a probability distribution

G.2 Symbol and definition of the measurand

E	electric field strength, in dB(V/m), at a point of the uniform area described in 5.2.2
-----	--

G.3 Symbols for input quantities

E_m	field probe indication in a case of calibration process, directly in or converted to dB(V/m)
F_c	field probe calibration factor
δF_{lin}	correction for field probe non-linearity
δF_{iso}	correction for field probe deviation from isotropy
δF_{int}	correction for frequency interpolation of field probe calibration factors
δF_{uni}	correction for field non-uniformity over the uniform area
δF_{har}	correction due to the harmonics of the field
δF_{res}	correction due to the limited amplitude resolution of the feedback control loop
δM	correction due to the mismatch between TEM waveguide and amplifier

G.4 Example: Uncertainty budget for immunity test

The measurand E is calculated using Equation (G.1):

$$E = E_m + F_C + \delta F_{lin} + \delta F_{iso} + \delta F_{int} + \delta F_{uni} + \delta F_{har} + \delta F_{res} + \delta M \quad (\text{G.1})$$

NOTE In Equation (G.1), E represents the measured E-field in Equation (16) or Equation (17) (see 5.2.2.4.1 and 5.2.2.4.2, respectively) before systematic corrections are made to avoid undertesting over the test volume.

Table G.1 – Example uncertainty budget of the immunity test level

Uncertainty source ^a	X_i	Uncertainty of x_i		c_i	$u(x_i)$ in dB
		Value in dB	Probability distribution function		
Field probe indication in the case of a calibration process ^{G1)}	E_m	0,20	Normal $k = 1$	1	0,20
Field probe calibration factor ^{G2)}	F_c	0,96	Normal $k = 2$	1	0,48
Field probe corrections:					
Non-linearity ^{G3)}	δF_{lin}	0,5	Rectangular	1	0,29
Isotropy ^{G4)}	δF_{iso}	0,5	Rectangular	1	0,29
Frequency interpolation ^{G5)}	δF_{int}	0,5	Rectangular	1	0,29
Field non-uniformity over the uniform area ^{G6)}	δF_{uni}	1,5	Normal $k = 1$	1	1,5
Presence of harmonics ^{G7)}	δF_{har}	0,50	Rectangular	1	0,29
Resolution of the feedback control loop ^{G8)}	δF_{res}	0,15	Rectangular	1	0,09
Mismatch between TEM waveguide and amplifier/directional-coupler ^{G9)}	δM	0,17	U-shape	1	0,12
				$\sum u(x_i)^2$	2,88
				$u_c(y) = \sqrt{\sum u(x_i)^2}$	1,70
				Expanded uncertainty $U(y)$, ($k = 2$)	3,39
^a Superscripts (e.g. G1)) correspond to the list items in Clause G.5					

G.5 Rationale for the estimates of input quantities

- G1) The uncertainty of the indication includes: a) instability of the generator and power amplifier (Type A), and non-repeatability originated by b) removal and replacement of the field probe including the alignment of the midpoint (Type A). It can be evaluated as the combined standard uncertainty of the contributions a) and b).
- G2) The uncertainty of the field probe calibration factor is due to the calibration inaccuracy. This is a Type B contribution specified in the field probe certificate of calibration as an expanded uncertainty with a coverage factor $k = 2$, corresponding to a coverage probability of 95 % (normal distribution).
- G3) Field probe linearity is specified by the manufacturer of the field probe. This is a Type B contribution having a rectangular distribution. The expected value of this correction is zero.
- G4) Isotropic deviation is specified by the manufacturer of the field probe. This is a Type B contribution having a rectangular distribution. The expected value of this correction is zero.
- G5) The field probe calibration factor is known, within the limits of the calibration accuracy, at the calibration frequencies. It is assumed that at any frequency between the calibration frequencies the calibration factor can achieve any value between those stated in the calibration certificate and corresponding to the calibration frequencies. This is a Type B contribution having a rectangular distribution. The worst-case deviation (i.e. maximum deviation between adjacent calibration factors) can be considered. The expected value of this correction is zero.

G6) Field non-uniformity

For the usable test volume, the requirements in 5.2.2 apply. In 5.2.2.2.2 and 5.2.2.2.3 the mean value and standard deviation of the primary field component or the forward power are calculated for N test points. Normal distribution is assumed for the measurands. The standard deviation of either the primary field component for the constant forward power method or the forward power for the constant field strength method may be used as a basis for an estimate of the standard uncertainty of this input quantity.

However, especially for large uniform areas, many TEM waveguides will result in a lower uncertainty. To calculate an estimate for this input quantity, the calibration data of the validation of the usable test volume should be used. The measurements $E_{\text{prim},i}$ in V/m for the primary electric field strength in the N calibration points are normalized to the input power and the field factor according to Equation (A.5) (see A.3.2.3.3). With Equation (G.2) through Equation (G.7) the standard deviation s_N for the intrinsic uncertainties of the testing volume and the TEM waveguide are calculated, where $\Gamma(\dots)$ is the gamma function.

$$s_N = \sqrt{\frac{N-1}{2}} \cdot \frac{\Gamma\left(\frac{N-1}{2}\right)}{\Gamma\left(\frac{N}{2}\right)} \cdot \sigma_{\text{EN}} \quad (\text{G.2})$$

$$\sigma_{\text{EN}} = \sqrt{\frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^N (E_{\text{pn},i} - \bar{E}_{\text{pn}})^2} \quad (\text{G.3})$$

$$\bar{E}_{\text{pn}} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N E_{\text{pn},i} \quad (\text{G.4})$$

$$E_{\text{pn},i} = 20 \lg \left(\frac{E_{\text{p},i}}{P_i \cdot e_{0y,i}} \right) \quad (\text{G.5})$$

The evaluation of Equation (G.6) for a large number I of randomly chosen calibration points (x_i, y_i) in the uniform area results in the standard deviation $s_{e_{0y}}$ of the analytical field homogeneity in the specific testing volume.

$$s_{e_{0y}} = \sqrt{\frac{1}{I-1} \sum_{i=1}^I \left(20 \lg(e_{0y}(x_i, y_i)) - \frac{1}{I} \sum_{i=1}^I 20 \lg(e_{0y}(x_i, y_i)) \right)^2} \quad (\text{G.6})$$

The uncertainty of δF_{uni} in Table G.1 is then calculated by Equation (G.7). For each frequency interval the maximum value of $u(\delta F_{\text{uni}})$ should be taken into account.

$$u(\delta F_{\text{uni}}) = \sqrt{s_N^2 + s_{e_{0y}}^2} \quad (\text{G.7})$$

Detailed information as well as measurement examples for the uncertainty contribution of the field non-uniformity can be found in [27].

- G7) The field meter senses the root-mean-square value of the field strength obtained superimposing the field strength at the fundamental frequency with its harmonics. It is assumed that a harmonic of the electric field strength is present, having an amplitude at most 6 dB lower than the fundamental. This causes a maximum error in excess of about 1 dB. This is a Type B contribution and a rectangular distribution of the error is assumed. The expected value of this correction is –0,5 dB.
- G8) This uncertainty contribution originates from the discrete step size of the RF signal generator and the software controlling the feedback loop during the process of the test level setting. This value may include the uncertainty of the power meter, including its sensors, taken from either the manufacturer's specification (and treated as a rectangular distribution) or a calibration certificate (and treated as a normal distribution). This is a Type B contribution having rectangular distribution.
- G9) This is the uncertainty caused by a mismatch between the input port of a TEM waveguide and the output port of the power amplifier. If a directional coupler is used for measuring the forward power from the amplifier and the reverse power from the TEM waveguide using the power meter, the uncertainty can be caused by the mismatch between the input port of a TEM waveguide and the output port of the directional coupler. This uncertainty is caused by the lack of phase information of reflection coefficients of the amplifier, directional coupler, and TEM waveguide because the power reflections are usually given in VSWR that has no information of phase. See IEC TR 61000-1-6 [64] for further information.

Annex H (informative)

Correlation of emission and immunity limits between EMC test facilities

H.1 Overview

Emission measurements and immunity tests can be made at a variety of EMC test facilities. These include open-area test sites (OATSs), semi-anechoic chambers (SACs), fully anechoic rooms (FARs), transverse electromagnetic mode (TEM) cells, and reverberation chambers (RCs). Ideally each of these facilities would yield the same test result for a given test object; that is, a product that passes a test in one facility would pass tests in the others, and a product that fails in one facility would fail in the others. This ideal case could be met if emission measurement and immunity test data could be exactly correlated between EMC facilities. However, because most test objects are quite complex, and because standard EMC facility-based test methods sample different subsets of the full range of possible emission measurement and immunity test variables [62], exact correlation of test data is typically not possible.

An alternative to correlating complicated emission measurement and immunity test data is to correlate test limits based on simple dipole models of the test object. Dipole models are a good starting point for setting "equivalent" test limits. These limits can then be adopted or modified by product committees as appropriate. Immunity limits are usually expressed in terms of electric field strength (V/m) at the test plane or test volume (or both) in the absence of a test object. The field strength at the test location in a particular EMC test facility is then verified by field measurements using an isotropic receiving probe. In this way the interaction between the source and the test facility is normalized out. This makes setting equivalent immunity limits between EMC facilities straightforward. Emission limits are less straightforward. The equivalent of the preceding immunity case would be to use a small isotropic source probe that generates variable field strength levels over the frequency range of interest (the reciprocal of a field probe that receives variable field strength levels over the frequency range of interest with immunity testing). The field probe could then be used as a transfer standard to establish equivalent limits between EMC test facilities. The difficulty is that such a small, variable, isotropic source is not readily achievable. Thus, analytical models are used in the emission case to correlate the source and test facility interactions. Dipole models are the simplest, and various dipole-based correlation algorithms have been developed and are described in the literature, for example [32], [41], [53], and [60]. Annex H reviews the basics of correlation algorithms, using common terminology and notation. A dipole in free space (FS) is considered first, which serves as a model for an ideal FAR. A dipole in half space (HS) is considered next, which serves as a model for an ideal OATS or SAC. A dipole in a transmission line (TL) models a TEM transmission line. Finally, a dipole in an ideal cavity models an RC set-up. The emitter geometries discussed in Clause H.2 to Clause H.5 are shown in Figure H.1 to Figure H.4 (see Clause H.8). The results of these models are then correlated and can be used to derive equivalent test limits.

H.2 Dipole in free space (representing FAR set-up)

An ideal free space environment is the simplest case to analyze. A dipole along with a representation of a more general source is shown in Figure H.1 (see Clause H.8). Only the case of an electric dipole is considered. The results can be extended in a straightforward manner to a magnetic dipole, or combined electric and magnetic dipoles, as is discussed later in Annex H. For a short electric dipole (length dl , peak current I_0) located at the origin and aligned with the z -axis, the far-field radiation is given by Equation (H.1)

$$E_{\theta} = \frac{j\omega\mu I_0 dl}{4\pi r} \sin(\theta e^{-jkr}) \quad \text{and} \quad H_{\varphi} = \frac{jk I_0 dl}{4\pi r} \sin(\theta e^{-jkr}) \quad (\text{H.1})$$

where ω is the angular frequency, μ is the permeability of the medium in which the dipole is located (e.g. air), $k = 2\pi/\lambda$, where λ is the wavelength, (θ, φ, r) represents the conventional spherical coordinate system, and an $e^{j\omega t}$ time convention is suppressed. The total power P_0 radiated by the electric dipole is found by integrating the Poynting vector over a sphere enclosing the dipole, resulting in Equation (H.2)

$$P_0 = \frac{2}{3} \eta_0 \pi I_0^2 \left(\frac{dl}{\lambda} \right)^2 \quad (\text{H.2})$$

where η_0 is the free space wave impedance of air ($\approx 120\pi \Omega$ for air). EMC measurements made in a FAR typically measure the electric field strength. For an emission measurement, the maximum electric field magnitude E_{\max} would be sought over some scan geometry. For the preceding electric dipole geometry, the maximum in Equation (H.1) occurs when $\theta = \pi/2$, where

$$E_{\max}^2 = \frac{\omega^2 \mu^2 (I_0 dl)^2}{(4\pi r)^2} \quad (\text{H.3})$$

Using Equation (H.2), Equation (H.3) can be rewritten as Equation (H.4)

$$E_{\max}^2 = \frac{3}{2} \frac{\eta_0}{4\pi r^2} P_0 \quad (\text{H.4})$$

Equation (H.4) is the electric dipole case of the more general expression given in [53], shown in Equation (H.5),

$$E_{\max}^2 = D_{\max} \frac{\eta_0}{4\pi r^2} P_0 \quad (\text{H.5})$$

for the maximum electric field from an emitter with maximum directivity D_{\max} ($D_{\max} = 3/2$ for individual electric or magnetic dipoles, or $D_{\max} = 3$ for combined electric and magnetic dipoles) and total radiated power P_0 . E_{\max} is actually determined using voltage V_{\max} measured at the output of an antenna with an antenna factor F_a , where $E_{\max} = F_a \cdot V_{\max}$. Collecting the results gives Equation (H.6),

$$V_{\max}^2 = F_a^{-2} D_{\max} \frac{\eta_0}{4\pi r^2} P_0 \quad (\text{H.6})$$

Equation (H.6) can be further rewritten as Equation (H.7) by defining a free-space path loss term

$$a_{\text{FS}} = \frac{1}{(4\pi \cdot r^2)} \quad (\text{H.7})$$

giving Equation (H.8)

$$V_{\max, \text{FS}}^2 = \eta_0 \cdot \left(F_a^{-2} \cdot D_{\max, \text{FS}} \cdot a_{\text{FS}} \right) \cdot P_0 \quad (\text{H.8})$$

Subscripts (FS) have been added to differentiate between later cases. In particular, F_a is not an inherent property of free space; rather, it simply denotes the AF of whatever antenna is used to make a free-space measurement.

H.3 Dipole in half space (representing OATS or SAC set-up)

A half space is formed by introducing an ideal ground plane (a perfect conductor of infinite extent) into the preceding free-space case. As depicted in Figure H.2 (see Clause H.8), an electric dipole is located at a height h above the ground plane and oriented either vertically or horizontally. Other orientations may be analyzed as the superposition of these two cases. The half-space case may be analyzed by introducing an image dipole. A rectangular coordinate system is introduced with the ground plane in the xy -plane, the dipole at $z = +h_{\text{dipole}}$, and the image dipole at $z = -h_{\text{dipole}}$. The distance from the source dipole to the measurement point is designated r_1 , from the image dipole to the measurement point r_2 , from the origin to the measurement point r , and the radial distance from the z -axis to the measurement point is designated s . In the far-field, the maximum electric field can be shown to be (see [32] and [60]) according to Equation (H.9),

$$E_{\text{max}}^2 = D_{\text{max}} \frac{\eta_0}{4\pi r^2} r^2 g_{\text{max}}^2 P_0 \quad (\text{H.9})$$

where D_{max} is again 3/2 for a single electric dipole, or can be generalized to 3 for combined electric and magnetic dipoles. A normalizing factor r is introduced to give Equation (H.9) a form similar to that of Equation (H.5). The geometry factor g_{max} is defined by Equation (H.10),

$$g_{\text{max}} = \begin{cases} \left| \frac{e^{-jk_0 r_1}}{r_1} - \frac{e^{-jk_0 r_2}}{r_2} \right|_{\text{max}} & \text{for horiz.} \\ \left| \frac{s^2 e^{-jk_0 r_1}}{r_1^2} + \frac{s^2 e^{-jk_0 r_2}}{r_2^2} \right|_{\text{max}} & \text{for vert.} \end{cases} \quad (\text{H.10})$$

where $k_0 = 2\pi/\lambda$ is the wave number and the subscript max denotes the maximum value found over some scan geometry (e.g. 1 m to 4 m vertical height scan at some horizontal offset). If the radial distance s is significantly larger than the height above the ground plane h , such that $s/r_1 \approx 1$, $s/r_2 \approx 1$, $r/r_1 \approx 1$ and $r/r_2 \approx 1$ then g_{max} reduces to Equation (H.11),

$$g_{\text{max}} = \begin{cases} \frac{2}{r} \sin(k(r_1 - r_2)) & \text{for horiz.} \\ \frac{2}{r} \cos(k(r_1 - r_2)) & \text{for vert.} \end{cases} \quad (\text{H.11})$$

Under these assumptions, $g_{\text{max}} = 2/r$ in both cases, assuming the measurement scan is such that at some point $k(r_1 - r_2) = \pi/2$ or π , respectively (or some suitable multiple). Physically, this simply means that the ground plane doubles the maximum electric field through constructive interference due to the reflected path. Figure 3 in [32] shows that $g_{\text{max}} = 2/r$ is a good approximation above 200 MHz for a typical 3 m EMC emission measurement set-up (3 m horizontal separation, 1 m source height, 1 m to 4 m receive-antenna height scan) and is a good approximation above 30 MHz for a typical 10 m EMC emission measurement set-up (10 m horizontal separation, 1 m source height, 1 m to 4 m receive-antenna height scan). Thus, a value of g_{max} equal to 2 should be sufficient for setting equivalent emission limits, which is

used here for the half-space case. Thus, the maximum measured voltage for an electric dipole above a perfect ground plane can be approximated as Equation (H.12),

$$V_{\max,HS}^2 = \eta \left(F_{a,HS}^{-2} \cdot D_{\max,HS} \cdot a_{HS} \right) P_0 \quad (\text{H.12})$$

where a_{HS} is well approximated by $a_{FS} = 4 / (\pi r^2)$ for the calculations in Annex H. However, if the ground-plane geometry needs to be accounted for more accurately, $a_{HS} = r^2 g_{\max}^2 / (4\pi r^2)$ should be used.

H.4 Dipole in a TEM-mode transmission line

A TEM-mode transmission line (e.g. parallel-plate stripline, TEM cell) seeks to approximate a linearly-polarized plane-wave field over some test volume. A dipole placed in a TEM line, as shown in Figure H.3 (see Clause H.8), will couple to the TEM mode and to higher-order modes, if present, and will produce a voltage at the connector port. This measured voltage combined with suitable rotations of the dipole (similar in purpose to the receive antenna height scans of Clause H.3) can be used to determine the dipole moment [62] or the total radiated power from the dipole [41], [62]. For example, from Equation (A.1) (see A.3.2.3.2; applies for combined electric and magnetic dipoles), P_0 for an electric dipole alone is given as Equation (H.13)

$$P_0 = \frac{2\eta_0}{3\pi} \frac{k^2}{e_{0y}^2 Z_C} S_V^2 \quad (\text{H.13})$$

where Z_C is the characteristic impedance of the TL (typically 50 Ω), e_{0y} is a normalized field factor, $e_{0y}^2 \approx Z_0/h_2$, where h is the plate separation at the dipole location, and S_V represents the sum of the measured output port voltage over a set of dipole rotations. These expressions ignore contributions from higher-order modes. If the dipole is oriented for maximum coupling, as in Clause H.2 and Clause H.3, then the voltage at the measurement port will be maximized, $S_V^2 = V_{\max}^2$ (no rotations needed), and according to Equation (H.14)

$$V_{\max}^2 = \frac{3}{2} \frac{\pi}{\eta_0} \frac{Z_C^2}{k^2 h^2} P_0 \quad (\text{H.14})$$

where a substitution for e_{0y} has been made. Replacing 3/2 with D_{\max} , this may be rewritten as Equation (H.15)

$$V_{\max}^2 = \left(\frac{Z_C}{\eta_0} \frac{r_{TL}}{h} \lambda \right)^2 \cdot D_{\max} \cdot \frac{\eta}{4\pi r_{TL}^2} P_0 \quad (\text{H.15})$$

Comparing this result to Equation (H.6) (see Clause H.2), it is seen that Equation (H.15) defines an equivalent antenna factor for a TEM cell (the term in parenthesis). In a constant-flare-angle TEM line (e.g. GTEM cell) r_{TL} is the radial distance from the measurement port to the dipole location. In a uniform cross section TEM line (e.g. a standard two-port TEM cell tapered at each end) r_{TL} is the radial distance from the measurement port along the cell taper to the location of the dipole projected back to the plane beginning at the uniform section of the transmission line. The equivalent antenna factor is then given by Equation (H.16)

$$F_{a,TL} = \frac{\eta_0}{Z_c} \frac{h}{r_{TL}} \frac{1}{\lambda} \quad (\text{H.16})$$

Using this definition gives Equation (H.17)

$$V_{\max,TL}^2 = \eta_0 \cdot \left(F_{a,TL}^{-2} \cdot D_{\max,TL} \cdot a_{TL} \right) P_0 \quad (\text{H.17})$$

where a_{TL} is defined the same as a_{FS} but using r_{TL} as defined in Clause H.4.

H.5 Dipole in a reverberation chamber

A reverberation chamber is an over-moded cavity that seeks to statistically approximate a uniform set of plane waves over some test volume, with a set-up such as depicted in Figure H.4 (see Clause H.8). The ideal set of plane waves would include all directions and polarizations. A good reverberation chamber approaches this ideal. It can be shown that the average power $\langle P_r \rangle$ (averaged over multiple modal distributions) received by a matched, lossless reference antenna due to a source in the cavity is given by [31] Equation (H.18)

$$\langle P_r \rangle = \frac{\lambda^3 Q}{16\pi^2 V} P_0 \quad (\text{H.18})$$

where Q is the quality factor of the chamber, V is the volume of the chamber, and as before, P_0 is the total radiated power from the source, which is an electric dipole in this case. The difficulties with Equation (H.18) are that Q is often not well characterized and correction for antenna-loss effects needs to be made. To avoid these difficulties, the more usual method of determining P_0 in a reverberation chamber is to make a comparative measurement with a reference source of known power P_{ref} , while keeping the chamber conditions the same; then according to Equation (H.19)

$$P_0 = \frac{P_{\text{ref}}}{\langle P_{r,\text{ref}} \rangle} \langle P_r \rangle \quad (\text{H.19})$$

Solving for $\langle P_r \rangle$, and rewriting this in terms of the average received voltage yields Equation (H.20)

$$\langle V^2 \rangle = Z_c \frac{\langle P_{r,\text{ref}} \rangle}{P_{\text{ref}}} P_0 \quad (\text{H.20})$$

where $P_r = V^2 / Z_c$ (Z_c is the impedance at the antenna measurement port, typically 50 Ω). In this case there is no max subscript since there is no need to scan the receive antenna or rotate the test object. There is also no directivity term as this is negated by averaging over incidence angles and polarization. For consistency with previous expressions, define the following for the reverberation chamber case: $D_{\max,RC} = 1$ (no directivity), $V_{\max,RC}^2 \equiv \langle V^2 \rangle$ (the receive antenna scan in previous methods is replaced by averaging over the modal distribution variations), $F_{a,RC}^2 = \eta_0 / d_{RC}^2 Z_c$ ($d_{RC} = 1$ m is included to give consistent units), and according to Equation (H.21)

$$PL_{RC} = \frac{1}{d_{RC}^2} \frac{\langle P_{t,ref} \rangle}{P_{ref}} \quad (H.21)$$

This yields Equation (H.22)

$$V_{max,RC}^2 = \eta_0 \cdot \left(F_{a,RC}^{-2} \cdot D_{max,RC} \cdot PL_{RC} \right) P_0 \quad (H.22)$$

$V_{max,RC}$ does not denote the maximum voltage measured over the multiple modal distributions; it denotes the average, as defined in Equation (H.21).

H.6 Correlation

Clause H.2 to Clause H.5 provide Equation (H.8), Equation (H.12), Equation (H.17), and Equation (H.22) for the received voltage from an electric dipole located in the four different test environments, i.e. free space (FS), half space (HS), a TEM-mode transmission line (TL), and a reverberation chamber (RC). Assuming the total radiated power from the dipole is the same in each case, ratios of these expressions can be formed to correlate between EMC test facilities according to Equation (H.23),

$$\frac{V_{max,A}^2}{V_{max,B}^2} = \frac{F_A^{-2} D_{max,A} a_A}{F_B^{-2} D_{max,B} a_B} \quad (H.23)$$

where subscripts A and B represent any combination of FS, HS, TL, and RC.

Equation (H.23) is based on consideration of an electric dipole. However, the identical form could be used for a magnetic dipole ($D_{max} = 3/2$), a combination of an electric and magnetic dipole ($D_{max} = 3$), or any generic EUT (as shown in Figure H.1; see Clause H.8) having directivities other than these dipole values. If correlation to a reverberation chamber is not being done, then the directivity ratio is unity regardless of the test object. For the correlation to a reverberation chamber where $D_{max,RC} = 1$, the quantity D_{max} for a test object in the other facility should be either known (typically not the case) or should be estimated, as was done in [61], based on the electrical size of the test object, according to Equation (H.24)

$$\langle D_{max} \rangle \approx \frac{1}{2} \left[0,577 + \ln \left(4(ka)^2 + 8ka \right) + \frac{1}{8(ka)^2 + 16ka} \right] \quad ka > 1 \quad (H.24)$$

where $\langle \rangle$ denotes the expected value, a is the radius of the minimum sphere enclosing the test object, and the product ka defines its electrical size ($ka > 1$ being electrically large and no longer strictly dipole-like). Equation (H.24) yields a value of 1,55 as ka approaches 1, which is between the minimum value 1,5 and the maximum value 3 for a dipole-like test object, and represents a reasonable estimate for an electrically small source.

The emission correlation parameters are summarized in Table H.1. The terms used in Table H.1 are given in the associated Clause H.2, Clause H.3, Clause H.4 and Clause H.5.

Table H.1 – Summary of the emission correlation parameters

EMC test facility	F_a	D_{\max}	PL
FS (FAR)	Receive antenna	3/2 for a dipole or Equation (H.24)	$1/(4\pi r^2)$
HS (SAC, OATS)	Receive antenna	3/2 for a dipole or Equation (H.24)	$4/(4\pi r^2)$ or $r^2 g_{\max}^2 / (4\pi r^2)$ (Equation (H.9))
TL (TEM cell, GTEM cell, stripline)	$\frac{\eta_0}{Z_c} \frac{h}{r_{TL}} \frac{1}{\lambda}$	3/2 for a dipole or Equation (H.24)	$1/(4\pi r_{TL}^2)$
RC (reverb. chamber)	$\frac{\eta_0}{Z_c} \frac{1}{d_{RC}}$	1 for all emitters	$\frac{1}{d_{RC}^2} \frac{\langle P_{r,ref} \rangle}{P_{ref}}$

H.7 Example of emission limits

Emission limits may be correlated by substituting E_{\max} for $V_{\max} F_{TL}$. As an example, if the CISPR 32 [68] OATS limits are used, then the equivalent TEM transmission line limits are shown in Figure H.5. This requires that the measured transmission line voltage be converted to an equivalent field strength using the F_a given in Table H.1.

NOTE The values in Figure H.5 (see Clause H.8) are found as follows. In Equation (H.23), let A = TL, B = HS, and note that

$$E_{\max} = F \cdot V_{\max},$$

then simplifying yields

$$E_{\max,TL} = E_{\max,HS} \frac{1}{2} \frac{s}{r_{TL}}.$$

As an example, take the Class A CISPR 32 [68] limit of 40 dB μ V/m for 30 MHz to 230 MHz at 10 m separation (= s), then in dB this is

$$20\lg(E_{\max,TL}) + 20\lg(r_{TL}/1m) = 40\text{dB}\mu\text{V/m} + 20\lg(5) = 54\text{dB}\mu\text{V/m},$$

as shown in Figure H.5. Similar levels follow for Class B and for other frequencies.

Alternately, the emissions measured in the transmission line may be compared to an equivalent HS value via

$$E_{\max,HS} = E_{\max,TL} \cdot 2 \cdot \frac{r_{TL}}{s} \quad (\text{H.25})$$

where s is again the HS separation (e.g. 3 m, 10 m, 30 m, etc.). This comparison is useful if multiple test object orientations are used (for example, 12) and the maximum from these orientations is found.

H.8 Figures for Annex H

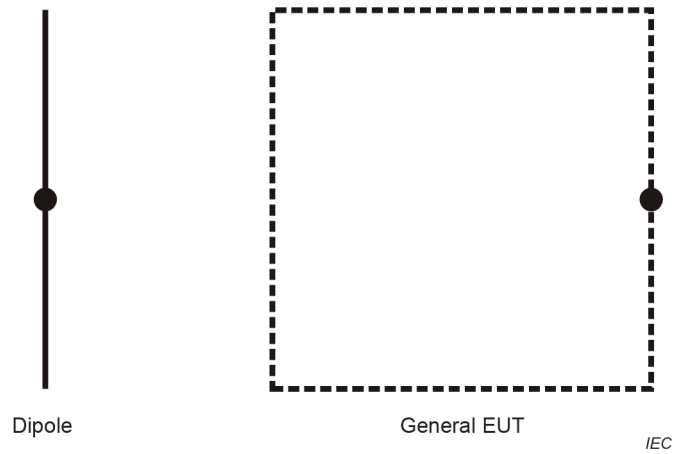
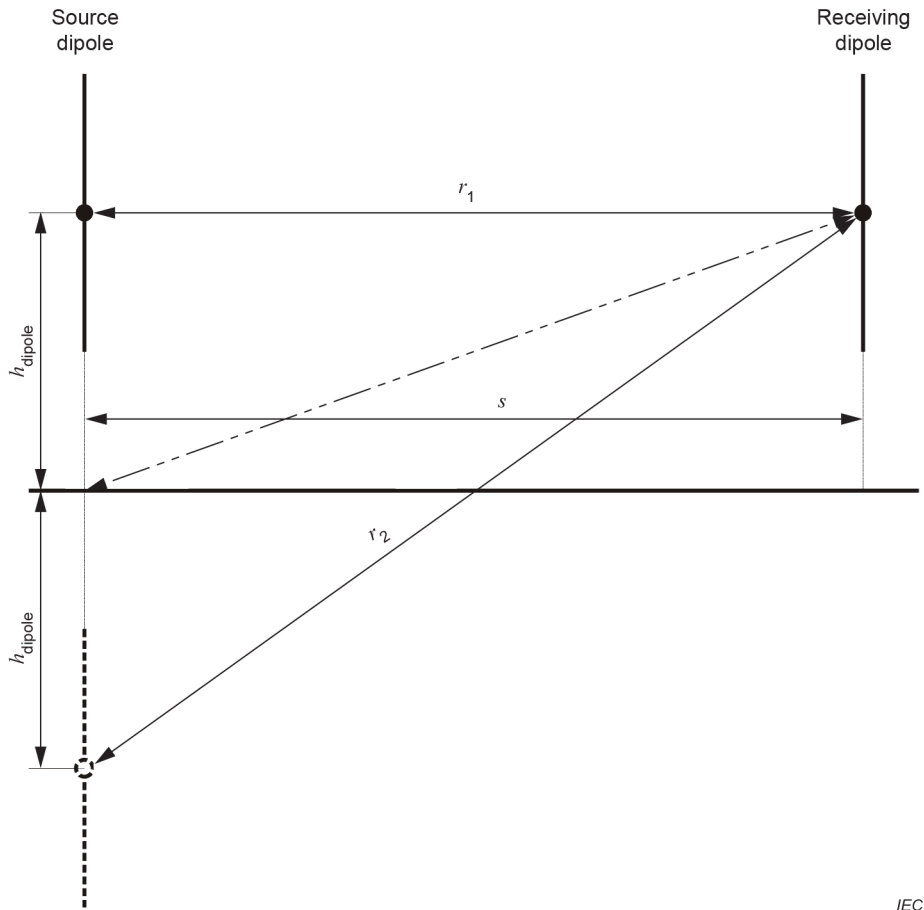
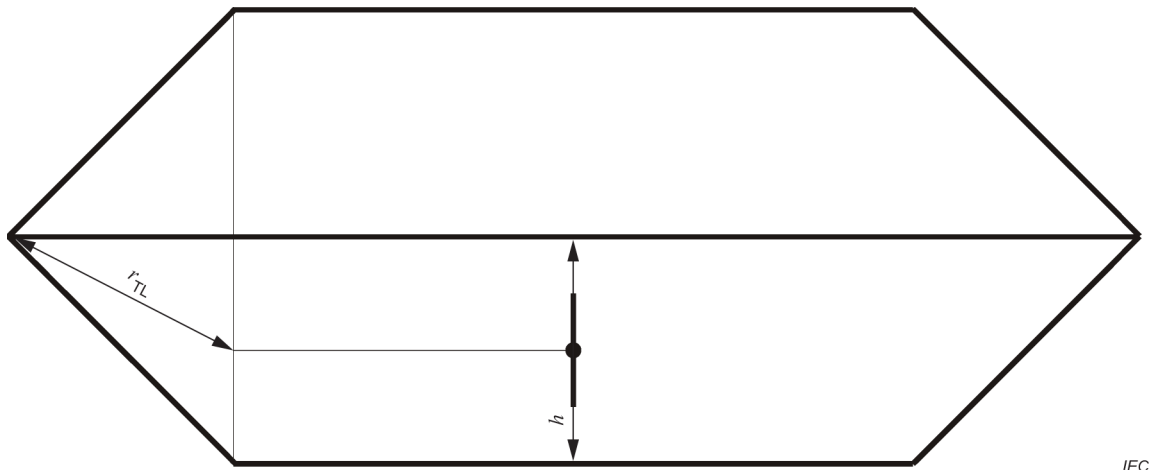


Figure H.1 – Representation of a short centre-fed dipole and a more general source representing an EUT (see Clause H.2)



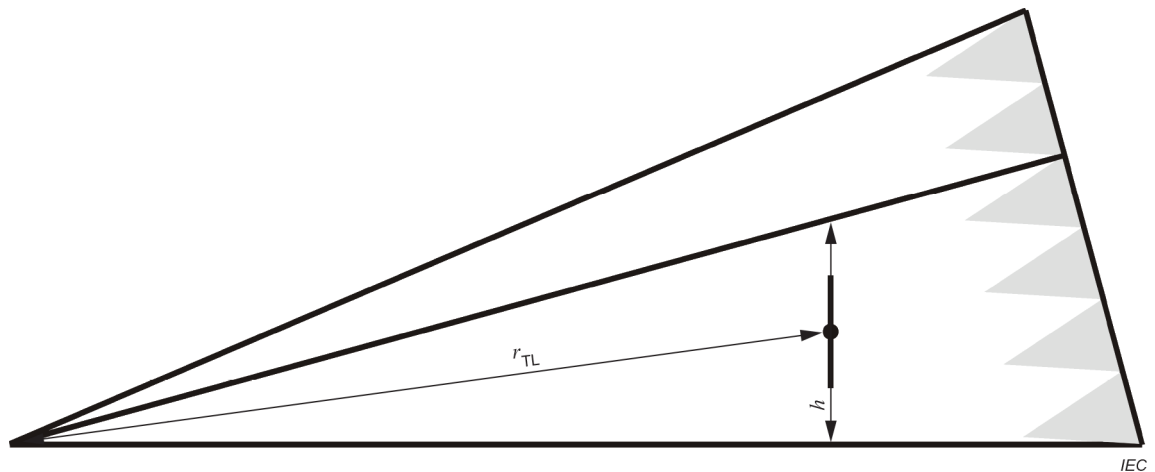
NOTE The source and receive geometry definition is the same for co-polarized horizontal dipoles, or for source and receive dipoles of arbitrary orientation.

Figure H.2 – Vertical source and receiving dipoles located over a perfectly-conducting ground plane of infinite extent (see Clause H.3)



IEC

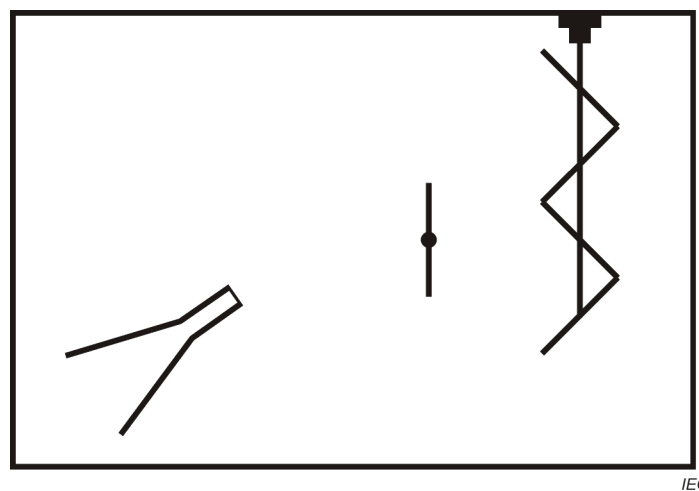
a) Two-port TEM cell



IEC

b) One-port TEM cell

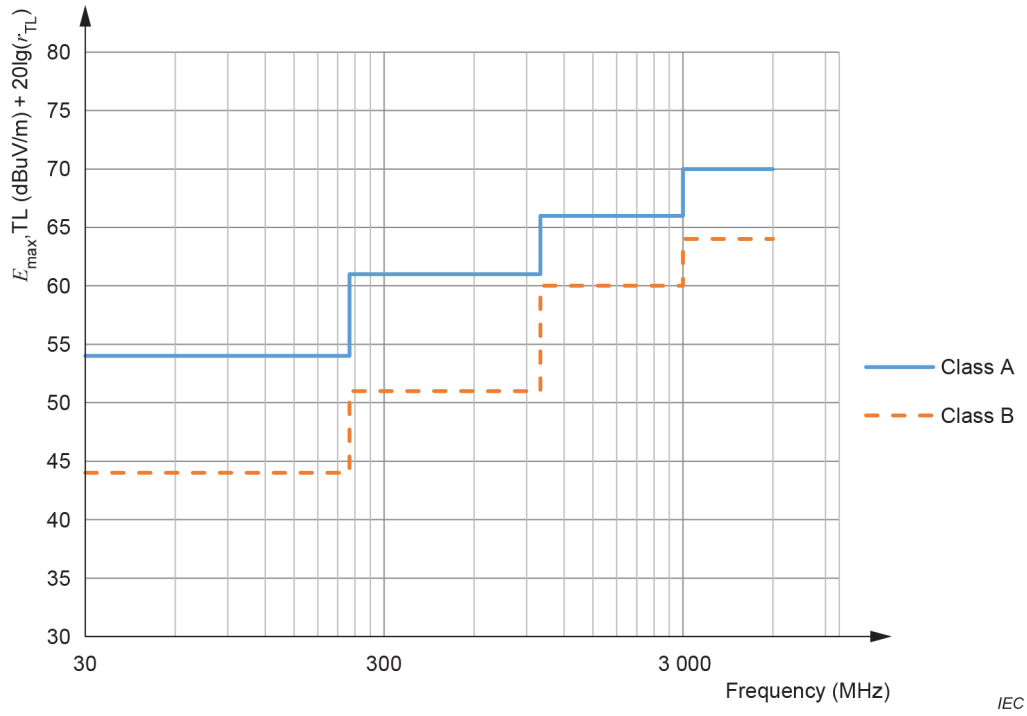
Figure H.3 – Two types of TEM cells with a vertically polarized dipole source and the source to receive port geometry defined (see Clause H.4)



IEC

NOTE The receive antenna is depicted pointing away from the dipole source, to minimize direct path coupling.

Figure H.4 – Reverberation chamber with a source dipole, a stirrer to randomize the fields, and a general receive antenna (see Clause H.5)



NOTE In Figure H.5 r_{TL} is the distance in m from the TEM waveguide (transmission line facility) connector port to the emitter (test object) location.

Figure H.5 – TEM waveguide Class A and Class B emission limits correlated from CISPR 32 [68] (see Clause H.7)

Annex I (informative)

TEM waveguide transient characterization

I.1 Overview

Annex I describes a characterization method for TEM waveguides based on transient signals. The method allows the evaluation of the quality of a shape-inherent signal transmission in TEM waveguides. The evaluation is based on the Pearson correlation coefficient (Pcc), and provides a means to express the time domain characteristics of a given TEM waveguide by one significant value (figure of merit).

A large variety of different waveforms for distinct technical purposes can be found in the electromagnetic environment, including a large number of transient waveforms that can create intentional electromagnetic interference (IEMI). Especially for communication systems new waveforms will develop in the future. Presently technical expertise is needed to estimate whether a measurement with a specific transient signal can be performed in a specific TEM waveguide. To evaluate future new waveforms in TEM waveguides, and to offer a manageable TEM waveguide transmission qualification method, Annex I provides a new test set-up and a TEM waveguide qualification and characterization method.

The TEM waveguide characterization method can be applied to any arbitrary waveform. The primary E-field component E_y of the signal is measured at a reference position and at discrete points within the test volume of the TEM waveguide. The correlation of the reference signal and the test volume signal represents the quality of the shape-inherent signal transmission [10].

I.2 Test equipment

The measuring system, apart from the probe, should be intrinsically insensitive to the electromagnetic radiation in the TEM waveguide. Therefore, the measurement method should involve the use of a fiber-optic signal transmission link capable of measuring signals and transmitting them to an oscilloscope without interfering with the EM field in the test volume.

The characterization should be performed in the time domain. The recommended characteristics of the measuring system are as follows:

- two identical E-field probes, with bandwidth according to the chosen arbitrary transient waveform;
- an oscilloscope with a bandwidth and a sampling rate in accordance Shannon's Theorem relative to the transient signal;
- a transient waveform generator with an internal resistance matched to the TEM waveguide's characteristic impedance.

I.3 Test set-up

To evaluate a TEM waveguide's transmission quality, the so-called reference signal and the signals in the test volume are measured. The usable test volume of a TEM waveguide (see Figure D.7 to Figure D.11 in Clause D.8) depends on the "uniform area" as defined in 5.2.2. The field uniformity verification (5.2.2.2) and the TEM mode verification (5.2.2.3) are required for the TEM waveguide transient characterization [25].

The test section, marked in Figure I.1a) and Figure I.1b) (see Clause I.7), is equivalent to the uniform area as defined in 5.2.2. The number of test points for TEM waveguide transient characterization should be chosen according to 5.2.2. At these test points the primary field component E_y should be recorded. The reference position should be located as close as possible to the feed section within the TEM waveguide and centred relative to the septum (Figure I.1a)). Furthermore, the field probe used should be small in comparison to the cross section of the TEM waveguide, to avoid field distortions. In the y -direction the reference position should be in the middle of the actual septum height at the feed section. At both positions, identical E-field probes should be used, so that their influence on the measured signal does not have to be taken into account because of the mathematical properties of the Pcc.

I.4 TEM waveguide characterization by correlation

In order to provide a quick evaluation based on only one qualifying parameter, every measured signal in the test section should be correlated with the reference signal. To do so both signals should be windowed [11]. The window should be selected such that the remaining signal contains the most relevant information and, depending on the waveform's characteristics, contains reflections. The specifications given in the following paragraph can be understood as an example for transients with a double exponential envelope, as shown in Figure I.2 (see Clause I.7).

Signal windowing:

- t_{start} : time, when 5 % of the maximum of E_y is reached;
- t_{length} : consists of two time lengths; $t_{\text{length}1}$ describes the time between the first exceeding for example 5 % of the peak value (t_{start}) till the last fall below 5 %, and $t_{\text{length}2}$ can be calculated to twice the propagation time from the measuring position to the absorber tips according to Figure I.1a), where d_{abs} is the distance to the absorber tips and c_0 the speed of light in free space.

NOTE 1 t_{start} can be chosen at a rise time of less than 10 % if the signal-to-noise ratio of the signals in the reference position and in the test volume is sufficient to allow a precise time mapping.

The beginning of the signal window for the reference signal and the signals within the test volume is defined by the minimum clearly detectable amplitude – for example 5 % of $E_{y,\text{max}}$. The signal length depends on the signal itself, as well as on the location of the uniform area and its distance to the absorber tips, so that relevant reflections are also covered by the signal window.

At the reference position, no higher order modes are capable of propagating and no signal distortions will appear. Thus, the reference signal corresponds to the original signal, which is supplied by the signal generator and contains only those transformations caused by the measuring system.

The windowed signals are correlated on basis of Equation (I.1), where the overbar denotes the mean value of a measurand.

$$\rho(E_{y,r}, E_{y,s}) = \frac{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N (E_{y,r}(k) - \bar{E}_{y,r})(E_{y,s}(k) - \bar{E}_{y,s})}{\sqrt{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N (E_{y,r}(k) - \bar{E}_{y,r})^2} \cdot \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N (E_{y,s}(k) - \bar{E}_{y,s})^2}} \quad (\text{I.1})$$

NOTE 2 $E_{y,r}$ is the y component of the signal at the reference position, $E_{y,s}$ is the y -component of the signal in the test volume, k is the sample index, and N is the total number of samples.

NOTE 3 The magnitude of the measured E-field does not have an impact on the Pcc, so there is no normalization of $E_{y,r}$ and $E_{y,s}$.

The correlation coefficient can be visualized by means of a heat map for a good overview of the transmission quality of the investigated TEM waveguide; Figure I.3 shows an example (see Clause I.7). Such a heat map reveals the limits of the test volume and shows influences of the TEM waveguide structures, for example EM field distortions due to the TEM waveguide access door.

I.5 Quantification of the Pcc

To quantify the level of distortion, or to verify if a signal is transmitted undistorted, a threshold shall be defined for the Pcc.

In C.2.1 the double exponential pulse, the only standardized waveform, is defined by its rise time t_{rise} and its pulse width f_{fwhm} , with the following tolerances:

- t_{rise} between 10 % and 90 % of the peak value shall be $2,5 \text{ ns} \pm 0,5 \text{ ns}$
- f_{fwhm} shall be $23 \text{ ns} \pm 5 \text{ ns}$

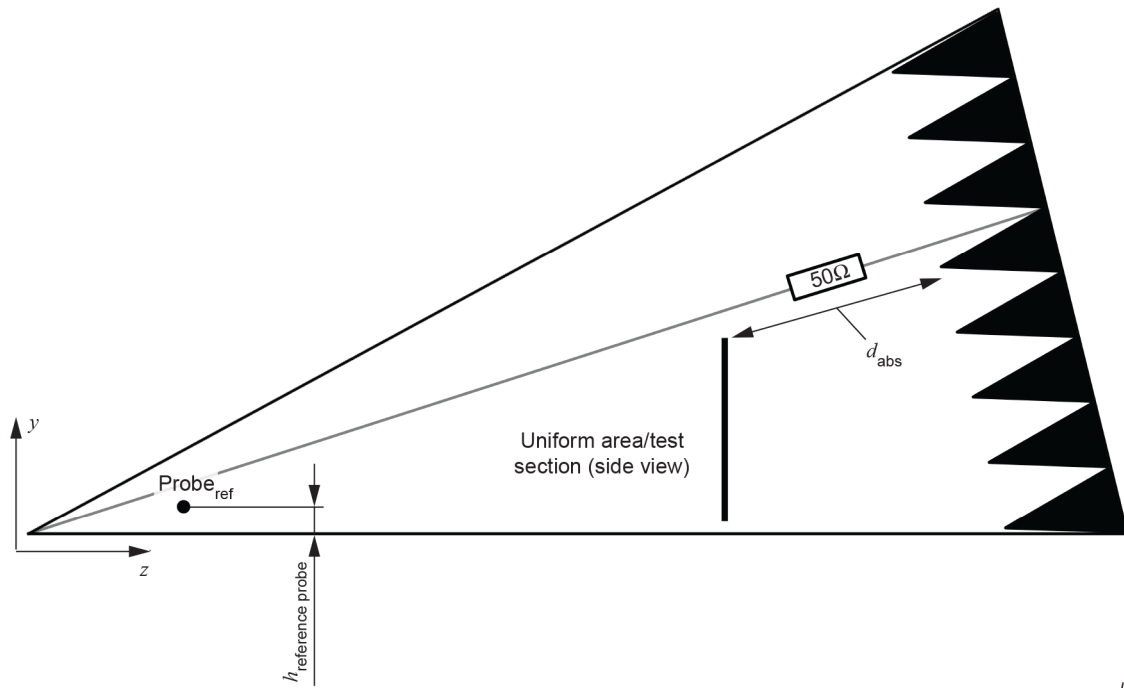
To give an example the Pcc of a double exponential pulse with $t_{\text{rise}} = 2,25 \text{ ns}$ and $t_{\text{fwhm}} = 25 \text{ ns}$ and a pulse with $t_{\text{rise}} = 2,5 \text{ ns}$ and $t_{\text{fwhm}} = 30 \text{ ns}$, generated by an arbitrary vector signal generator and measured by an oscilloscope, is calculated to $\rho = 0,994 (\hat{=} 99,4 \%)$, a deviation of 0,6 % [11].

Taking into account a typical measurement set-up and measurement uncertainty, the Pcc should not be less than $\rho = 0,9$, which can be understood as a reference value for any arbitrary transient test signal. The final limit value of the Pcc for a specific transient waveform should be set by the product committees.

I.6 Performable transient test signals

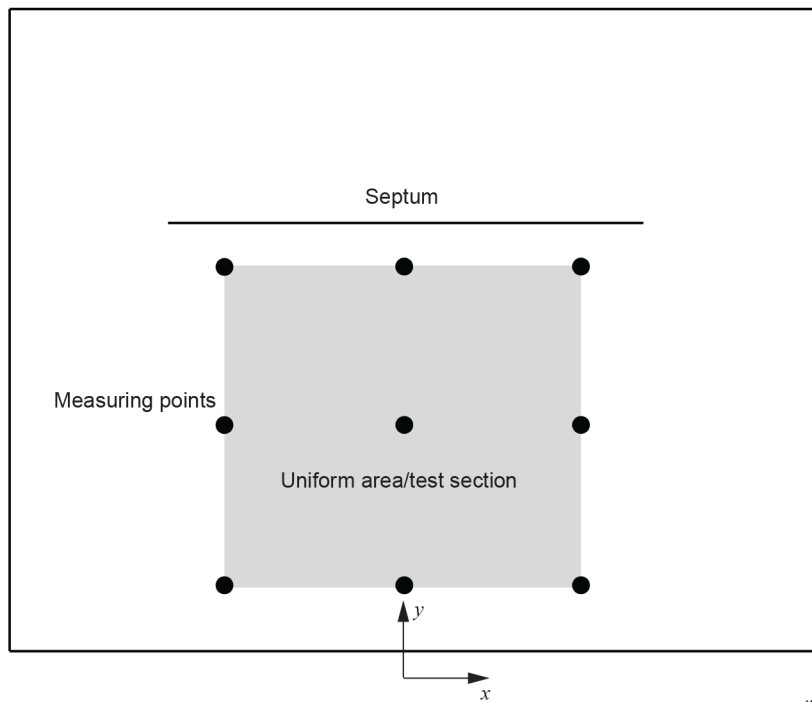
Basically, any transient signal can be used for TEM waveguide evaluation. It should be noted that an ultra-wideband transient signal, like a double exponential pulse described in C.2.1, is an adequate waveform to qualify a TEM waveguide over a wide frequency band. However, it does not provide sufficient evaluation used on its own. In case of undistorted transmission of a double exponential pulse it is not warranted that every arbitrary signal with a mid-band frequency in the spectrum of the double exponential pulse can also be transmitted without distortion. Therefore, it is essential to perform an evaluation of the intended waveform during the TEM waveguide evaluation.

I.7 Figures for Annex I



IEC

a) Side view



IEC

b) Cross section view

Figure I.1 – Test set-up

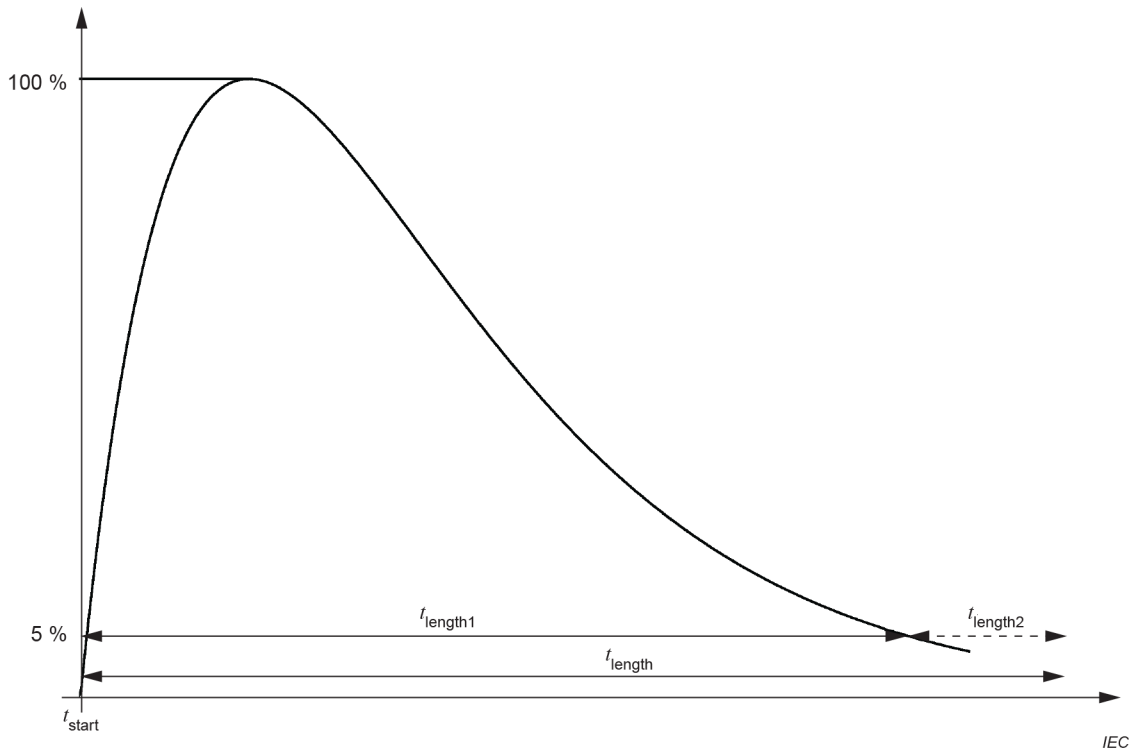


Figure I.2 – Signal windowing

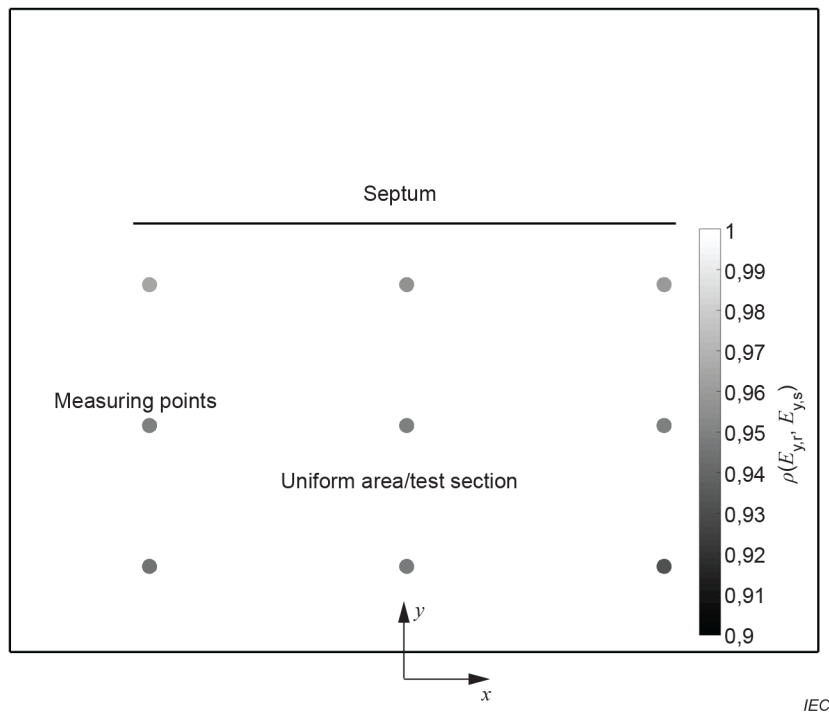


Figure I.3 – Example of a heatmap – Pcc for a test point in the uniform area

Bibliography

Standards including TEM waveguides

IEC 60068-1, *Environmental testing – Part 1: General and guidance*

IEC 60118-13, *Electroacoustics – Hearing aids – Part 13: Requirements and methods of measurement for electromagnetic immunity to mobile digital wireless devices*

IEC 60489-1, *Methods of measurement for radio equipment used in the mobile services – Part 1: General definitions and standard conditions of measurement*

IEC 60489-3, *Methods of measurement for radio equipment used in the mobile services – Part 3: Receivers for A3E or F3E emissions*

IEC 61000-2-11:1999, *Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 2-11: Environment – Classification of HEMP environments*

IEC TR 61000-5-3, *Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 5-3: Installation and mitigation guidelines – HEMP protection concepts*

IEC 61967-2, *Integrated circuits – Measurement of electromagnetic emissions, 150 kHz to 1 GHz – Part 2: Measurement of radiated emissions – TEM cell and wideband TEM cell method*

IEC 62132-2, *Integrated circuits – Measurement of electromagnetic immunity – Part 2: Measurement of radiated immunity – TEM-cell and wideband TEM cell method*

IEC GUIDE 107, *Electromagnetic compatibility – Guide to the drafting of electromagnetic compatibility publications*

ISO 11452, (all parts), *Road vehicles – Component test methods for electrical disturbances from narrowband radiated electromagnetic energy*

ANSI C63.4, *Methods of Measurement of Radio-Noise Emissions from Low-Voltage Electrical and Electronic Equipment in the Range of 9 kHz to 40 GHz*

ANSI C63.19-2014, *Methods of Measurement of Compatibility between Wireless Communication Devices and Hearing Aids*

CISPR 25, *Vehicles, boats and internal combustion engines – Radio disturbance characteristics – Limits and methods of measurement for the protection of on-board receivers*

EIA/TIA-631, *Telecommunications Telephone Terminal Equipment – Radio Frequency Immunity Requirements for Equipment Having an Acoustic Output*

ETSI TR 102 273-5, *Electromagnetic Compatibility and Radio Spectrum Matters (ERM); Improvement on Radiated Methods of Measurement (using test sites) and evaluation of the corresponding measurement uncertainties – Part 5: Striplines*

IEEE Std C95.3, *IEEE recommended practice for the measurement of potentially hazardous electromagnetic fields – RF and microwave*

IEEE Std 1309-2013, *IEEE Standard for Calibration of electromagnetic Field Sensors and Probes, Excluding Antennas, from 9 kHz to 40 GHz*

IEEE Std 145-1993, *IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas*

IEEE Std 211-1997, *IEEE Standard Definitions of Terms for Radio Wave Propagation*

MIL-STD-461G, *Requirements for the Control of Electromagnetic Interference Characteristics of Subsystems and Equipment*, 2015

UKAS M3003, Edition 2, 2007, *The Expression of Uncertainty and Confidence in Measurement*, free download on www.ukas.com

Reference documents

- [1] M. Alexander, A. Nothofer, R. Dixon, "The use of ferrite clamps and clip-on ferrites," CISPR/A-TC77 (JTF-TEM-Alexander-Nothofer-Dixon) 01-01, June 2001
- [2] ANSI C63.4-2014, *American National Standard for Methods of Measurement of Radio-Noise Emissions from Low-Voltage Electrical and Electronic Equipment in the Range of 9 kHz to 40 GHz*, The Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc., New York
- [3] T. Babij, "Evaluation of errors in the calibration of TEM cells," *IEEE Miami Technicon '87*, Miami, FL, pp. 199-201, 1987
- [4] A. Beggio, G. Borio, R. Zich, "On the unwanted effects on the radiated emission and susceptibility measurements due to the introduction of a wooden table," *International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Tokyo, Japan, pp. 252-255, May 1999
- [5] S. Bentz, "Use of the TEM cell for compliance testing of emission and immunity, an IEC perspective," *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Santa Clara, CA, pp. 43-47, 1996
- [6] S. Berger, A. Tsaliovich, "Unlicensed PCS product EMC compliance measurement rational and alternatives," *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Santa Clara, CA, pp. 396-401, 1996
- [7] ISO/IEC Guide 98-3:2008, *Uncertainty of measurement – Part 3: Guide to the expression of uncertainty in measurement (GUM:1995)*
- [8] J. van Bladel, *Electromagnetic Fields*, Hemisphere Publishing Corporation, 1985
- [9] Ch. Braun, W. Graf, P. Guidi, H. Schmidt "Beeinflussung der Stromverteilung auf Testobjekten in TEM-Wellenleitern bei Variation des Füllfaktors," (translation: "Influence of current distribution on test objects in TEM waveguides for variable object size"), *Kleinheubach Symposium of URSI German NC and ITG*, Kleinheubacher Berichte, Deutsche Telekom, Darmstadt, Germany, vol. 39, 1996
- [10] N. Briest, S. Potthast, H. Garbe, "Transmission Characteristics of a TEM Waveguide for Transient Signals by the use of a Damped Sinusoidal," *Advances in Radio Science*, vol. 13, pp. 175-179, 2015
- [11] N. Briest, H. Garbe, D. Hamann, S. Potthast, "Extension of the IEC 61000-4-20 Annex C to the Use of Arbitrary Transient Signals," *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Ottawa, ON, Canada, pp. 829–834, 2016
- [12] E. Bronaugh, "Simplifying EMI immunity (susceptibility) tests in TEM cells," *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Washington, D.C., pp. 488-491, August 1990

- [13] E. Bronaugh, J. Osburn, "Radiated emissions test performance of the GHz TEM cell," *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Cherry Hill, NJ, pp. 1-7, Aug. 1991
- [14] CISPR 14 (all parts), *Electromagnetic compatibility – Requirements for household appliances, electric tools and similar apparatus*
- [15] CISPR 16-4-2, *Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods – Part 4-2: Uncertainties, statistics and limit modelling – Measurement instrumentation uncertainty*
- [16] R. E. Collin, *Field Theory of Guided Waves*, 2nd ed., *IEEE Press*, Piscataway, NJ, 1991
- [17] M. Crawford, J. Workman, "Predicting free-space radiated emissions from electronic equipment using TEM cell and open-field site measurements," *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Baltimore, MD, pp. 80-85, 1980
- [18] H. Garbe, H. Haase, M. Koch, "Specification of alternative test sites with respect to given EMC field standards," *International Zurich Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Zurich, Switzerland, pp. 459-464, Feb. 1997
- [19] H. Garn, M. Buchmayr, W. Müllner, "Precise calibration of electric field sensors for radiated susceptibility testing," *Frequenz*, vol. 53, no. 9-10, pp. 190-194, 1999
- [20] J. Glimm, K. Münter, R. Pape, T. Schrader, M. Spitzer, "The New National Standard of EM Field Strength; Realisation and Dissemination," *12th Int. Symposium on EMC*, Zurich, Switzerland, ISBN 3-9521199-1-1, pp. 611-613, February 18-20, 1997
- [21] J. Glimm, K. Münter, M. Spitzer, Th. Dötzer, Th. Schrader, "Influence of calibration and measurement techniques on the inhomogeneity of electromagnetic fields for immunity tests," *International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Tokyo, Japan, pp. 600-603, May 1999
- [22] C. Groh, J.-P. Kaerst, M. Koch, H. Garbe, "TEM Waveguides for EMC measurements," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 41, no. 4, pp. 440-445, Nov. 1999
- [23] C. Groh, J.-P. Kaerst, H. Garbe, "Einfluss der Beladung auf die Feldmoden in TEM Wellenleitern," (translation: "Influence of load on field modes in TEM waveguides"), *Elektromagnetische Verträglichkeit EMV 2000 (8. Intl. Symp. and Exhb. on EMC)*, VDE Verlag, Berlin, Germany, ISBN 3-8007-2522-3, pp. 287-294, Feb. 2000
- [24] C. Groh, *TEM Zellen zur Kalibration von elektromagnetischen Feldsensoren*, (translation: *TEM cells for calibration of electromagnetic field probes*), PhD-thesis, University of Hannover, Germany, VDE Verlag, 2002
- [25] D. Hamann, H. Garbe, "Enhanced estimates of field distribution's uncertainty contribution for TEM waveguides," *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Raleigh, NC, pp. 899–902, 2014
- [26] D. Hamann, *Charakterisierung komplexer Systeme in GTEM Zelle*, (translation: *Characterization of Complex Systems by GTEM Cell Measurements*), PhD-thesis, University of Hannover, Germany, sierke Verlag, 2014
- [27] D. Hamann, M.-B. Konerding, H. Garbe, "CISPR 16-4-2 Equivalent Measurement Uncertainty Analysis for TEM Waveguides," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 57, no. 4, pp. 616-622, Aug. 2015

- [28] T. Harrington, Z. Chen, M. Foegelle, "GTEM radiated emissions testing and FDTD modeling," *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Seattle, WA, pp. 770-775, 1999
- [29] T. Harrington, "Total-radiated-power-based OATS-equivalent emissions testing in reverberation chambers and GTEM cells," *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Washington, DC, pp. 23-28, 2000
- [30] T. Harrington, E. Bronaugh, "EUT directivity and other uncertainty considerations for GHz-range use of TEM waveguides," *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Montreal, QC, Canada, pp. 117-122, 2001
- [31] D. Hill, *Electromagnetic Fields in Cavities: Deterministic and Statistical Theories*, Wiley, 2009
- [32] C. Holloway, P. Wilson, G. Koepke, M. Candidi, "Total radiated power limits for emission measurements in a reverberation chamber," *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Boston, MA, pp. 838-843, Aug. 2003
- [33] IEC 61000-2-9, *Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 2: Environment – Section 9: Description of HEMP environment – Radiated disturbance*
- [34] IEC 61000-4-3, *Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 4-3: Testing and measurement techniques – Radiated, radio-frequency, electromagnetic field immunity test*
- [35] IEEE Std 1309-2013, *IEEE Standard for Calibration of Electromagnetic Field Sensors and Probes, Excluding Antennas, from 9 kHz to 40 GHz*, The Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc., New York
- [36] S. Ishigami, M. Hirata, "A New Calibration Method for an E-field Probe using TEM Waveguides," *The 20th International Zurich Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC Zurich 2009)*, January 2009
- [37] ISO 11452-3, *Road vehicles – Component test methods for electrical disturbances from narrowband radiated electromagnetic energy – Part 3: Transverse electromagnetic (TEM) cell*
- [38] S.-B. Jeon, J.-H. Yun, S.-K. Park, "On the New Design of a 4-Port TEM Waveguide with a Higher Cutoff Frequency and Wider Test Volume," *ETRI Journal*, vol. 34, no. 4, pp. 621-624, Aug. 2012
- [39] J.-P. Kaerst, C. Groh, H. Garbe, "Field mode properties of loaded waveguides," *International Zurich Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Zurich, Switzerland, pp. 481-486, Feb. 2001
- [40] J.-P. Kaerst, *Qualifikation beladener TEM Wellenleiter*, (translation: *Validation of loaded TEM waveguides*), PhD-thesis, University of Hannover, Germany, VDE Verlag, 2002
- [41] M. Kanda, D. Hill, "A three-loop method for determining the radiation characteristics of an electrically small source," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 34, no. 1, pp. 1-2, Feb. 1992
- [42] M. Klingler, J. Rioult, J.-P. Ghys, S. Ficheux, "Wideband total radiated power measurements of electronic equipment in TEM and GTEM cells," *International Zurich Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Zurich, Switzerland, pp. 665-670, 1999

- [43] M. Koch, *Analytische Feldberechnung in TEM Zellen*, (translation: *Analytical Field Calculation in TEM Cells*), PhD-thesis, University of Hannover, *Shaker-Verlag*, Aachen, Germany, ISBN 3-8265-6017-5, 1999
- [44] G. Koepke, M. Ma, "A new method to quantify the radiation characteristics of an unknown interference source," *International Zurich Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Zurich, Switzerland, pp. 35-40, March 1983
- [45] J. Labus, "Rechnerische Ermittlung der Impedanz von Antennen" (Mathematical calculation of the impedance of antennas), *Hochfrequenz und Elektroakustik*, vol. 41, pp. 17-23, January 1933
- [46] M. Ma, G. Koepke, *Uncertainties in Extracting Radiation Parameters for an Unknown Interference Source Based on Power and Phase Measurements*, National Institute of Standards and Technology (NIST, formerly NBS), Technical Note 1064, June 1983
- [47] MIL-STD-461G, *Requirements for the Control of Electromagnetic Interference Characteristics of Subsystems and Equipment*, 2015
- [48] A. Nothofer, A. Marvin, J. Dawson, "Uncertainties due to cross-polar coupling in GTEM cell emission measurement," *International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Rome, Italy, pp. 590-595, 1998
- [49] A. Nothofer, A. Marvin, J. Dawson: "Indirect measurements of field uniformity in TEM cells Including cross-polar field components," *International Zurich Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Zurich, Switzerland, pp. 659-664, March 1999
- [50] H. D. Pham and H. Garbe, "Calculations of electromagnetic fields in longitudinal irregularly TEM-cells," *2020 International Symposium on Electromagnetic Compatibility, – EMC Europe 2020*, pp. 1-6, 2020
- [51] D. Pozar, *Microwave Engineering*, 2nd ed., John Wiley & Sons, NY, 1998
- [52] T. Schrader, *Vergleich von Feldgeneratoren für EMV-Prüfungen*, (translation: *Comparison of Field Generators for EMC Tests*), PhD-thesis, University of Braunschweig, Germany, 1997
- [53] I. Sreenivasiah, D. Chang, M. Ma, "Emission characteristics of electrically small radiating sources from tests inside a TEM cell," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 23, no. 3, pp. 113-121, Aug. 1981
- [54] E. Steinke, P. Wilson, H. Garbe, "An equivalent "radiated emission" voltage measurement standard for TEM cells," *International Wroclaw Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Wroclaw, Poland, pp. 301-304, Sept. 1992
- [55] M. Thelberg, E. Bronaugh, J. Osburn, "GTEM to OATS radiated emissions correlation from 1-5 GHz," *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Chicago, IL, pp. 387-392, 1994
- [56] J. Tippet, D. Chang, "Radiation characteristics of electrically small devices in a TEM transmission cell," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 18, no. 4, pp. 134-140, Nov. 1976
- [57] L. Turnbull, A. Marvin, "A treatment of the phase properties of GTEM to open-area test-site correlation techniques," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 40, no. 1, pp. 62-69, Feb. 1998

- [58] UKAS M3003, *The Expression of Uncertainty and Confidence in Measurement*, Ed.2, 2007
- [59] P. Wilson, D. Hansen, D. Koenigstein, "Simulating open area test site emission measurements based on data obtained in a novel broadband TEM cell," *IEEE National Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Denver, CO, pp. 171-177, May 1989
- [60] P. Wilson, "On correlating TEM cell and OATS emission measurements," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 37, no. 1, pp. 1-16, Feb. 1995
- [61] P. Wilson, D. Hill, C. Holloway, "On determining maximum emissions from electrically large sources," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 44, no. 1, pp. 79-86, Feb. 2002
- [62] P. Wilson, "Emission and immunity testing: test object electrical size and its implication," *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility* Santa Clara, CA, pp. 340-352, Aug. 2004
- [63] J.-H. Yun, H.-J. Lee, H.-J. Hwang, "Straight Coupled Transmission-Line Cell for Generating Standard Electromagnetic Fields," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 44, pp. 515-521, Nov. 2002
- [64] IEC TR 61000-1-6, *Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 1-6: General – Guide to the assessment of measurement uncertainty*
- [65] IEC 61000-4-23, *Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 4-23: Testing and measurement techniques – Test methods for protective devices for HEMP and other radiated disturbances*
- [66] IEC 61000-4-32, *Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 4-32: Testing and measurement techniques – High-altitude electromagnetic pulse (HEMP) simulator compendium*
- [67] 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
- [68] CISPR 32, *Electromagnetic compatibility of multimedia equipment – Emission requirements*
- [69] CISPR 20:2006², *Sound and television broadcast receivers and associated equipment – Immunity characteristics – Limits and methods of measurement*

² This publication has been withdrawn.

SOMMAIRE

AVANT-PROPOS	119
INTRODUCTION.....	121
1 Domaine d'application	122
2 Références normatives	122
3 Termes, définitions et termes abrégés	123
3.1 Termes et définitions	123
3.2 Termes abrégés	126
4 Généralités	127
5 Exigences concernant les guides d'onde TEM	128
5.1 Généralités	128
5.2 Exigences générales pour l'utilisation des guides d'onde TEM	128
5.2.1 Volume d'essai et taille maximale de l'EUT	128
5.2.2 Validation du volume d'essai utilisable	129
5.3 Exigences et recommandations spéciales pour certains types de guides d'onde TEM	135
5.3.1 Montage de guides d'onde TEM ouverts	135
5.3.2 Autre vérification du mode TEM pour un guide d'onde TEM à deux accès	136
5.3.3 Génération du mode TEM pour un guide d'onde TEM à quatre accès	136
5.4 Figures de l'Article 5	137
6 Vue d'ensemble des types d'EUT	139
6.1 Généralités	139
6.2 EUT de petite taille	139
6.3 EUT de grande taille	139
7 Conditions d'essai en laboratoire	139
7.1 Généralités	139
7.2 Conditions climatiques	139
7.3 Conditions électromagnétiques	139
8 Évaluation et consignation des résultats d'essai	140
Annex A (normative) Mesurages des émissions dans les guides d'onde TEM	141
A.1 Aperçu	141
A.2 Matériel d'essai	141
A.3 Corrélation des tensions des guides d'onde TEM avec les données d'amplitude du champ électrique	142
A.3.1 Généralités	142
A.3.2 Algorithmes de corrélation	142
A.4 Facteurs de correction des mesures d'émission	147
A.4.1 Sources d'émission de référence	147
A.4.2 Installation des EUT de petite taille	148
A.4.3 Calcul du facteur de correction pour les EUT de petite taille	148
A.5 Procédures de mesure des émissions dans les guides d'onde TEM	150
A.5.1 Type d'EUT	150
A.5.2 Montage de l'EUT	151
A.6 Rapport d'essai	152
A.7 Figures de l'Annex A	153
Annex B (normative) Essais d'immunité dans les guides d'onde TEM	158

B.1	Aperçu	158
B.2	Matériel d'essai	158
B.2.1	Généralités	158
B.2.2	Description de l'installation d'essai	158
B.3	Étalonnage de la zone d'uniformité du champ	159
B.4	Niveaux d'essai	159
B.5	Montage d'essai	159
B.5.1	Installation des équipements de table	159
B.5.2	Installation des équipements posés au sol	160
B.5.3	Installation du câblage	160
B.6	Procédures d'essai	160
B.7	Résultats et rapport d'essai	161
B.8	Figures de l'Annex B	161
Annex C (normative)	Essais de transitoires IEM-HA dans les guides d'onde TEM	163
C.1	Aperçu	163
C.2	Essais d'immunité	163
C.2.1	Généralités	163
C.2.2	Installations d'essai pour les perturbations rayonnées	164
C.2.3	Exigences du spectre dans le domaine fréquentiel	165
C.3	Matériel d'essai	165
C.4	Montage d'essai	166
C.5	Procédure d'essai	166
C.5.1	Généralités	166
C.5.2	Niveau de sévérité et expositions d'essai	167
C.5.3	Procédure d'essai	167
C.5.4	Exécution de l'essai	168
C.5.5	Exécution de l'essai d'immunité aux perturbations rayonnées	169
C.6	Figure de l'Annex C	169
Annex D (informative)	Caractérisation des guides d'onde TEM	170
D.1	Aperçu	170
D.2	Distinction entre impédance d'onde et impédance caractéristique	170
D.3	Onde TEM	171
D.3.1	Généralités	171
D.3.2	Mode TEM en espace libre	171
D.3.3	Guides d'onde	171
D.4	Propagation d'onde	172
D.4.1	Généralités	172
D.4.2	Propagation sphérique	172
D.4.3	Propagation d'onde plane en espace libre	172
D.4.4	Vitesse de propagation	172
D.5	Polarisation	172
D.6	Types de guides d'onde TEM	173
D.6.1	Généralités	173
D.6.2	Guides d'onde TEM ouverts (lignes ouvertes, etc.)	174
D.6.3	Guides d'onde TEM fermés (cellules TEM)	174
D.7	Limitations de fréquence	174
D.8	Figures de l'Annex D	175
Annex E (informative)	Méthode d'étalonnage pour les sondes de champ électrique dans les guides d'onde TEM	183

E.1	Aperçu	183
E.2	Exigences pour l'étalonnage des sondes	183
E.2.1	Généralités	183
E.2.2	Plage de fréquences d'étalonnage	183
E.2.3	Volume d'étalonnage	184
E.2.4	Dimensions des sondes	184
E.2.5	Perturbations des champs du guide d'onde TEM dues à la sonde	184
E.2.6	Paliers de fréquence	185
E.2.7	Amplitude de champ	185
E.3	Exigences pour les instruments d'étalonnage	186
E.3.1	Spécifications du guide d'onde TEM	186
E.3.2	Harmoniques et signaux parasites	186
E.3.3	Fixation de la sonde	187
E.3.4	Mesure de la puissance nette fournie à un dispositif d'émission au moyen de coupleurs directionnels	187
E.4	Étalonnage de la sonde de champ électrique	188
E.4.1	Méthodes d'étalonnage	188
E.4.2	Procédure d'étalonnage à l'aide d'un guide d'onde TEM à deux accès	188
E.4.3	Procédure d'étalonnage à l'aide d'un guide d'onde TEM à un accès	189
E.5	Figures de l'Annex E	192
Annex F (informative)	Incertitude d'instrumentation des résultats de mesure des émissions	194
F.1	Mesurages des perturbations rayonnées à l'aide d'un guide d'onde TEM	194
F.1.1	Mesurande pour les mesurages des perturbations rayonnées à l'aide d'un guide d'onde TEM	194
F.1.2	Symboles des grandeurs d'entrée communes à tous les mesurages de perturbations	194
F.1.3	Symboles des grandeurs d'entrée spécifiques aux mesurages de guide d'onde TEM	194
F.2	Grandeurs d'entrée à prendre en considération pour les mesurages des perturbations rayonnées à l'aide d'un guide d'onde TEM	194
F.3	Budget d'incertitude et justification des grandeurs d'entrée pour les mesurages des perturbations rayonnées à l'aide d'un guide d'onde TEM	195
F.3.1	Budget d'incertitude pour les mesurages des perturbations rayonnées à l'aide d'un guide d'onde TEM	195
F.3.2	Justification des estimations des grandeurs d'entrée pour les mesurages des perturbations rayonnées à l'aide d'un guide d'onde TEM	196
F.4	Figures de l'Annex F	203
Annex G (informative)	Incertitude de mesure de l'essai d'immunité en raison des instruments d'essai	204
G.1	Symboles généraux	204
G.2	Symbole et définition du mesurande	204
G.3	Symboles pour les grandeurs d'entrée	204
G.4	Exemple: Budget d'incertitude pour l'essai d'immunité	204
G.5	Justification des estimations des grandeurs d'entrée	205
Annex H (informative)	Corrélation des limites d'émission et d'immunité entre les installations d'essai CEM	208
H.1	Aperçu	208
H.2	Dipôle en espace libre (représentant le montage en FAR)	208
H.3	Dipôle en demi-espace (représentant un montage en OATS ou SAC)	210
H.4	Dipôle dans une ligne de transmission en mode TEM	211

H.5	Dipôle dans une chambre réverbérante.....	212
H.6	Corrélation.....	213
H.7	Exemple de limites d'émission	214
H.8	Figures de l'Annex H.....	215
Annex I (informative)	Caractérisation des transitoires du guide d'onde TEM	219
I.1	Aperçu.....	219
I.2	Matériel d'essai.....	219
I.3	Montage d'essai.....	219
I.4	Caractérisation du guide d'onde TEM par corrélation	220
I.5	Quantification du Pcc.....	221
I.6	Signaux d'essai transitoires réalisables.....	221
I.7	Figures de l'Annex I.....	222
	Bibliographie.....	224

Figure 1 – Organigramme du mode TEM et de la procédure de vérification de l'uniformité du champ avec la méthode de "puissance incidente constante" (voir 5.2.2.4.1).....	137
Figure 2 – Organigramme du mode TEM et de la procédure de vérification de l'uniformité du champ avec la méthode d'amplitude de champ constante (voir 5.2.2.4.2).....	138
Figure A.1 – Acheminement du câble de sortie vers le coin à l'orthoangle et le bord inférieur du volume d'essai dans un guide d'onde TEM (voir A.5.2).....	153
Figure A.2 – Positionneur EUT d'orthoaxe ou manipulateur de base (voir 3.1.13, A.4.2, A.5.1.2, A.5.2)	154
Figure A.3 – Modèle de puce et alignement de l'axe d'un EUT [26] (voir A.3.2.3.2).....	155
Figure A.4 – Orientations non redondantes à douze faces/axes pour un EUT typique [26] (voir A.3.2.3.2).....	156
Figure A.5 – Géométrie de mesures des émissions dans l'emplacement d'essai ouvert (OATS) (voir A.3.2.4)	157
Figure B.1 – Exemple de montage d'essai pour guide d'onde TEM à polarisation unique (voir Article 0).....	161
Figure B.2 – Points d'étalonnage de la zone uniforme dans un guide d'onde TEM (voir Article B.3).....	162
Figure C.1 – Amplitude spectrale dans le domaine de fréquences de la forme d'onde d'impulsions, comprise entre 100 kHz et 300 MHz (voir C.2.1).....	169
Figure D.1 – Guide d'onde simple (pas de mode TEM) (voir D.3.3).....	175
Figure D.2 – Exemple de guides d'onde prenant en charge la propagation en mode TEM (voir D.3.3)	175
Figure D.3 – Vecteur de polarisation de champ électrique (voir Article D.5)	176
Figure D.4 – Modèle de ligne de transmission simple pour propagation de mode TEM (voir D.6.1)	176
Figure D.5 – Concepts de guides d'onde TEM à un et deux accès (voir D.6.1).....	176
Figure D.6 – Fonctionnement des guides d'onde TEM à quatre accès (voir D.6.1)	176
Figure D.7 – Cellule TEM à deux accès (septum symétrique) (voir D.6.1 et D.6.3).....	177
Figure D.8 – Cellule TEM à un accès (septum asymétrique) (voir D.6.1 et D.6.3).....	178
Figure D.9 – Ligne ouverte (deux plaques) (voir D.6.1 et D.6.2).....	180
Figure D.10 – Ligne ouverte (quatre plaques, alimentation équilibrée) (voir D.6.1).....	181
Figure D.11 – Guide d'onde TEM à quatre accès (septums parallèles symétriques) (voir D.6.1 et D.6.3)	182

Figure E.1 – Exemple de points d'essai pour la validation du volume d'étalonnage (voir E.2.3).....	192
Figure E.2 – Montage pour la validation des perturbations de la sonde (voir E.2.5).....	192
Figure E.3 – Montage pour la mesure de la puissance nette vers un dispositif d'émission (pas à l'échelle) (voir E.3.4).....	192
Figure E.4 – Exemple de montage d'étalonnage d'une sonde de champ électrique avec un guide d'onde TEM à deux accès (voir E.4.2).....	193
Figure E.5 – Exemple de montage d'étalonnage d'une sonde de champ électrique avec un guide d'onde TEM à un accès et par une autre méthode (voir E.4.3.2).....	193
Figure E.6 – Circuit équivalent de l'antenne unipolaire et appareil de mesure (voir E.4.3.3).....	193
Figure F.1 – Écart d'indication du niveau de détecteur de quasi-crête par rapport au niveau du signal à l'entrée du récepteur pour deux cas: un signal sinusoïdal et un signal impulsif avec une fréquence de répétition d'impulsion de 100 Hz.....	203
Figure F.2 – Écart d'indication du niveau de détecteur de crête par rapport au niveau du signal à l'entrée du récepteur pour deux cas: un signal sinusoïdal et un signal impulsif avec une fréquence de répétition d'impulsion de 100 Hz).....	203
Figure H.1 – Représentation d'un dipôle court à alimentation centrale et d'une source plus générale représentant un EUT (voir Article H.2).....	215
Figure H.2 – Source verticale et dipôles de réception situés sur un plan de sol parfaitement conducteur d'étendue infinie (voir Article H.3).....	216
Figure H.3 – Deux types de cellules TEM avec une source dipolaire à polarisation verticale et dont la géométrie entre l'accès source et l'accès de réception est définie (voir Article H.4).....	217
Figure H.4 – Chambre réverbérante avec une source dipolaire, un dispositif de brassage pour rendre aléatoires les champs et une antenne de réception générale (voir Article H.5).....	218
Figure H.5 – Limites d'émission de Classe A et de Classe B du guide d'onde TEM corrélées à partir de la CISPR 32 [68], (voir Article H.7).....	218
Figure I.1 – Montage d'essai.....	222
Figure I.2 – Fenêtrage du signal.....	223
Figure I.3 – Exemple de carte thermique – Pcc pour un point d'essai dans la zone uniforme.....	223
Tableau 1 – Valeurs k pour l'incertitude élargie pour des résultats à distribution normale ...	131
Tableau B.1 – Points d'étalonnage de la zone uniforme.....	159
Tableau B.2 – Niveaux d'essai.....	159
Tableau C.1 – Niveaux d'essai d'immunité aux perturbations rayonnées définis dans le présent document.....	164
Tableau E.1 – Fréquences d'étalonnage.....	185
Tableau E.2 – Niveau de l'amplitude du champ d'étalonnage.....	186
Tableau F.1 – Budget d'incertitude pour les résultats de mesure des perturbations rayonnées à l'aide d'un guide d'onde TEM entre 30 MHz et 1 000 MHz (exemple).....	195
Tableau F.2 – Budget d'incertitude pour les résultats de mesure des perturbations rayonnées à l'aide d'un guide d'onde TEM entre 1 GHz et 6 GHz (exemple).....	196
Tableau F.3 – Valeurs de S_{jim} entre 30 MHz et 1 000 MHz.....	198
Tableau F.4 – Valeurs de S_{jim} entre 1 GHz et 6 GHz.....	199
Tableau G.1 – Exemple de budget d'incertitude du niveau d'essai d'immunité.....	205
Tableau H.1 – Récapitulatif des paramètres de corrélation d'émission.....	214

COMMISSION ÉLECTROTECHNIQUE INTERNATIONALE

COMPATIBILITÉ ÉLECTROMAGNÉTIQUE (CEM) –

Partie 4-20: Techniques d'essai et de mesure – Essais d'émission et d'immunité dans les guides d'onde TEM

AVANT-PROPOS

- 1) La Commission Electrotechnique Internationale (IEC) est une organisation mondiale de normalisation composée de l'ensemble des comités électrotechniques nationaux (Comités nationaux de l'IEC). L'IEC a pour objet de favoriser la coopération internationale pour toutes les questions de normalisation dans les domaines de l'électricité et de l'électronique. 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.

La Norme internationale IEC 61000-4-20 a été établie par le sous-comité 77B: Phénomènes haute fréquence du comité d'études 77 de l'IEC: Compatibilité électromagnétique, en collaboration avec le sous-comité A du CISPR (Comité international spécial des perturbations radioélectriques): Mesures des perturbations radioélectriques et méthodes statistiques.

Elle constitue la partie 4-20 de l'IEC 61000. Elle a le statut d'une publication fondamentale en CEM conformément au Guide IEC 107.

Cette troisième édition annule et remplace la deuxième édition parue en 2010. Cette édition constitue une révision technique.

Cette édition inclut les modifications techniques majeures suivantes par rapport à l'édition précédente:

- a) fournir des informations relatives aux essais d'EUT volumineux (y compris les câbles);
- b) appliquer les travaux sur les incertitudes de mesure par adaptation des travaux réalisés par le CISPR et le CE 77 (pour les émissions et l'immunité);
- c) mettre à jour la procédure de validation pour le volume d'essai en ce qui concerne la vérification de l'uniformité du champ et du mode TEM;
- d) fournir des informations relatives aux guides d'onde TEM à deux accès et à quatre accès;
- e) ajouter une nouvelle annexe informative (Annex I) qui traite de la caractérisation du guide d'onde TEM transitoire; et
- f) ajouter des informations qui traitent des bancs d'essais diélectriques des EUT.

Le texte de cette Norme internationale est issu des documents suivants:

Projet	Rapport de vote
77B/853/FDIS	77B/855/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 cette Norme internationale 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/.

Une liste de toutes les parties de la série IEC 61000, publiées sous le titre général *Compatibilité électromagnétique*, se trouve sur le site web de l'IEC.

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.

INTRODUCTION

L'IEC 61000 est publiée sous forme de plusieurs parties selon la structure suivante:

Partie 1: Généralités

Considérations générales (introduction, principes fondamentaux)

Définitions, terminologie

Partie 2: Environnement

Description de l'environnement

Classification de l'environnement

Niveaux de compatibilité

Partie 3: Limites

Limites d'émission

Limites d'immunité (dans la mesure où elles ne relèvent pas de la responsabilité des comités de produits)

Partie 4: Techniques d'essai et de mesure

Techniques de mesure

Techniques d'essai

Partie 5: Lignes directrices d'installation et d'atténuation

Lignes directrices d'installation

Méthodes et dispositifs d'atténuation

Partie 6: Normes génériques

Partie 9: Divers

Chaque partie est ensuite subdivisée en plusieurs parties, publiées soit comme normes internationales, soit comme spécifications techniques ou rapports techniques, dont certaines ont déjà été publiées en tant que sections. D'autres sont et seront publiées avec le numéro de la partie suivi d'un tiret et complété d'un second chiffre qui identifie la subdivision (exemple: IEC 61000-6-1).

La présente partie est une Norme internationale qui spécifie les exigences des essais d'émission, d'immunité et de transitoires IEM-HA et IEMI.

COMPATIBILITÉ ÉLECTROMAGNÉTIQUE (CEM) –

Partie 4-20: Techniques d'essai et de mesure – Essais d'émission et d'immunité dans les guides d'onde TEM

1 Domaine d'application

La présente partie de l'IEC 61000 concerne les méthodes d'essai d'émission et d'immunité pour les matériels électriques et électroniques qui utilisent différents types de guides d'onde transverses électromagnétiques (TEM). Ces types comprennent des structures ouvertes (par exemple, des lignes ouvertes et des simulateurs d'impulsion électromagnétique), et des structures fermées (par exemple, des cellules TEM), qui peuvent être elles-mêmes classées en guides d'onde TEM à un accès, à deux accès, ou à accès multiples. La plage de fréquences dépend des exigences d'essai spécifiques et du type spécifique de guide d'onde TEM.

L'objet du présent document est de décrire

- les caractéristiques des guides d'onde TEM, y compris les plages de fréquences types et les limites de tailles des équipements en essai (EUT);
- les méthodes de validation des guides d'onde TEM pour les essais de compatibilité électromagnétique CEM;
- la définition de l'EUT (c'est-à-dire l'armoire et le câblage de l'EUT);
- les montages d'essai, les procédures et les exigences relatives aux mesurages d'émissions rayonnées dans les guides d'onde TEM; et
- les montages d'essai, les procédures et les exigences pour les essais d'immunité rayonnée dans les guides d'onde TEM.

NOTE Dans le présent document, les méthodes d'essai sont définies afin de mesurer les effets des rayonnements électromagnétiques sur les matériels et les émissions électromagnétiques des matériels concernés. La simulation et le mesurage des rayonnements électromagnétiques ne sont pas suffisamment exacts pour une détermination quantitative des effets sur toutes les installations d'utilisation finale. Les méthodes d'essai définies sont structurées avec l'objectif premier d'établir une reproductibilité adéquate des résultats dans différentes installations d'essai pour des analyses qualitatives des effets.

Le présent document ne vise pas à spécifier les essais à appliquer à des appareils ou à un ou des systèmes particuliers. Le but principal présent document est de donner une référence de base d'ordre général à tous les comités de produits IEC concernés. Pour les mesurages d'émission rayonnée, les comités de produits sélectionnent des limites d'émission et des méthodes de mesure en consultation avec les normes CISPR. Pour les essais d'immunité rayonnée, les comités de produits restent responsables du choix approprié des essais d'immunité et des limites qui y sont associées, à appliquer aux matériels qui relèvent de leur domaine d'application. Le présent document décrit des méthodes d'essai qui sont indépendantes de celles de l'IEC 61000-4-3 [34].¹

2 Références normatives

Les documents suivants sont cités dans le texte de sorte qu'ils constituent, pour tout ou partie de leur contenu, des exigences du présent document. Pour les références datées, seule

¹ Les chiffres entre crochets renvoient à la Bibliographie.

Ces autres méthodes d'essai distinctes peuvent être utilisées lorsqu'elles sont ainsi spécifiées par les comités de produits, en consultation avec le CISPR et le CE 77.

l'édition citée s'applique. Pour les références non datées, la dernière édition du document de référence s'applique (y compris les éventuels amendements).

IEC 60050-161, *Vocabulaire Électrotechnique International – Partie 161: Compatibilité électromagnétique*

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

3 Termes, définitions et termes abrégés

3.1 Termes et définitions

Pour les besoins du présent document, les termes et définitions de l'IEC 60050-161 ainsi que les suivants, s'appliquent.

L'ISO et l'IEC tiennent à jour des bases de données terminologiques destinées à être utilisées en normalisation, consultables aux adresses suivantes:

- IEC Electropedia: disponible à l'adresse <http://www.electropedia.org/>
- ISO Online browsing platform: disponible à l'adresse

3.1.1

matériau anéchoïque

matériau qui présente la propriété d'absorber, ou sinon de réduire, le niveau d'énergie électromagnétique réfléchi par ce matériau

3.1.2

terminaison de ligne de transmission à large bande

terminaison qui combine une charge discrète basse fréquence, pour s'adapter à l'impédance caractéristique des guides d'onde TEM (normalement 50 Ω) à un volume de matériau anéchoïque haute fréquence

3.1.3

impédance caractéristique

pour tout front d'onde de phase constant, amplitude du rapport de la tension entre le conducteur intérieur et le conducteur extérieur, sur le courant dans l'un des conducteurs, et qui ne dépend pas des amplitudes tension/courant, mais qui dépend en revanche de la seule géométrie de section de la ligne de transmission

Note 1 à l'article: Les guides d'onde TEM sont normalement conçus pour avoir une impédance caractéristique de 50 Ω . Les guides d'onde TEM avec une impédance caractéristique de 100 Ω sont souvent utilisés pour les essais de transitoires.

3.1.4

algorithme de corrélation

routine mathématique de conversion des mesurages de tension des guides d'onde TEM en niveaux d'amplitude de champ d'emplacements d'essai ouverts (OATS – *open-area test sites*), en chambre semi-anéchoïque (SAC – *semi-anechoic chamber*), ou en niveaux d'amplitude de champ en espace libre

3.1.5

type d'EUT

groupe de produits dont les caractéristiques électromagnétiques sont suffisamment similaires pour permettre des essais avec la même installation d'essai et le même protocole d'essai

3.1.6

câble de sortie

câble qui relie l'EUT aux matériels externes au guide d'onde TEM ou au câble qui sort du volume d'essai utilisable

Note 1 à l'article: Le volume d'essai utilisable est spécifié en 5.2.1.

3.1.7

puissance incidente

P_{fwd}

puissance appliquée à l'accès du guide d'onde

3.1.8

puissance incidente pour les essais d'immunité

P_{test}

puissance incidente exigée pour établir l'amplitude du champ d'essai E_{test} pendant les essais d'immunité

Note 1 à l'article: Voir l'équation (16) et l'équation (17) pour les méthodes de puissance incidente constante (5.2.2.4.1) et d'amplitude de champ constante (5.2.2.4.2), respectivement.

3.1.9

guide d'onde TEM à quatre accès

guide d'onde TEM dont les deux extrémités comportent des accès d'entrée/sortie

3.1.10

guide d'onde TEM à hyper-rotation

guide d'onde TEM qui a été réorienté de telle manière que son orthoaxe se trouve perpendiculaire à la surface de la Terre

Note 1 à l'article: Des informations détaillées supplémentaires sont données en [6].

3.1.11

conducteur intérieur

septum

conducteur intérieur d'un système de ligne de transmission coaxiale, souvent plat dans le cas d'une section rectangulaire, et qui peut être positionné de manière symétrique ou asymétrique par rapport au conducteur extérieur

3.1.12

câble d'interconnexion

câble qui relie des sous-composants de l'EUT à l'intérieur du volume d'essai, mais qui ne sort pas du volume d'essai

3.1.13

manipulateur

tout type de support du montage d'essai non métallique manuel ou automatique semblable à une table tournante et capable de soutenir un EUT fixé, dans de nombreuses positions exigées par un algorithme de corrélation ou un protocole d'essai

Note 1 à l'article: Un exemple de manipulateur est présenté à la Figure A.2 de l'Article A.7.

3.1.14**guide d'onde TEM à un accès**

guide d'onde TEM avec accès unique d'entrée/sortie

Note 1 à l'article: De tels guides d'onde TEM présentent généralement une terminaison de ligne de transmission à large bande à l'extrémité de l'accès ne servant pas à la mesure.

3.1.15**orthoangle**

angle formé par la diagonale d'un cube avec chaque face de côté aux coins trièdres du cube

Note 1 à l'article: Le cube étant réputé aligné avec le système de coordonnées cartésiennes du guide d'onde TEM, les angles azimutaux et d'élévation de la projection de la diagonale du cube sont de 45° et les angles avec les bords de face sont de 54,7°.

Note 2 à l'article: La Figure A.2 a) de l'Article A.7 représente un diagramme de l'orthoangle.

Note 3 à l'article: Lorsqu'il est associé à l'EUT, cet angle est généralement désigné comme l'orthoaxe.

3.1.16**conducteur extérieur, enveloppe**

conducteur extérieur d'un système de ligne de transmission coaxiale, souvent de section rectangulaire

3.1.17**composante de champ primaire****composante primaire**

composante de champ électrique alignée avec la polarisation d'essai prévue

Note 1 à l'article: Dans les cellules TEM conventionnelles à deux accès, le septum est parallèle au plancher horizontal et le vecteur du champ électrique de mode primaire est vertical au centre transverse de la cellule TEM.

3.1.18**champ résultant****amplitude**

racine carrée de la somme des carrés, exprimés en V/m, de la composante primaire et des deux composantes de champ électrique secondaires

3.1.19**composante de champ secondaire****composante secondaire**

dans un système de coordonnées cartésiennes, une des deux composantes de champ électrique orthogonales à la composante de champ primaire et orthogonales l'une à l'autre

3.1.20**ligne ouverte**

ligne de transmission avec terminaison qui comprend au moins deux plaques parallèles entre lesquelles une onde se propage en mode électromagnétique transverse pour produire un champ spécifique à des fins d'essai

Note 1 à l'article: Généralement, les lignes ouvertes comportent des côtés ouverts pour l'accès et la surveillance de l'EUT.

3.1.21**cellule TEM**

guide d'onde TEM fermé, souvent une ligne de transmission coaxiale rectangulaire, dans lequel une onde se propage en mode électromagnétique transverse pour produire un champ spécifique à des fins d'essai, un conducteur extérieur enveloppant par ailleurs complètement un conducteur intérieur

3.1.22**guide d'onde TEM**

système de ligne de transmission ouverte ou fermée, dans lequel une onde se propage en mode électromagnétique transverse pour produire un champ spécifique à des fins d'essai

3.1.23**amplitude du champ d'essai**

E_{test}

amplitude du champ de la composante de champ primaire en V/m, utilisée pour les essais d'immunité

Note 1 à l'article: Différents niveaux de E_{test} sont donnés à l'Annex B.

3.1.24**support du montage d'essai**

support non réfléchissant, non conducteur, à faible permittivité, et référence de positionnement qui permet des rotations précises de l'EUT comme celles exigées par un algorithme de corrélation ou un protocole d'essai

Note 1 à l'article: La mousse de polystyrène constitue un matériau type. Les supports en bois ne sont pas recommandés (voir [4]).

3.1.25**mode électromagnétique transverse****mode TEM**

mode de guide d'onde dans lequel les composantes des champs électrique et magnétique dans la direction de propagation sont très inférieures aux composantes de champ primaires dans toute section transverse

3.1.26**guide d'onde TEM à deux accès**

guide d'onde TEM dont les deux extrémités comportent des accès d'entrée/sortie

3.1.27**amplitude du champ de vérification**

$E_{\text{verification}}$

amplitude du champ utilisée pour la vérification de la zone uniforme

Note 1 à l'article: Il convient que cette amplitude du champ soit celle à laquelle la sonde de champ a été étalonnée, de manière à réduire les incertitudes dues à la non-linéarité de la sonde de champ.

3.2 Termes abrégés

BALUN	balanced-to-unbalanced (symétriseur)
DFT	discrete Fourier transform (transformée de Fourier discrète)
E-field	electric field strength (amplitude du champ électrique)
EUT	equipment under test (équipement en essai)
FAR	fully anechoic room (enceinte complètement anéchoïque)
FFT	fast Fourier transform (transformée de Fourier rapide)
FS	free space (espace libre)
FSOATS	free space open-area test site (emplacement d'essai ouvert en espace libre)
GTEM	gigahertz transverse electromagnetic (électromagnétique transverse gigahertz)
IEM-HA	impulsion électromagnétique à haute altitude
HS	half space (demi-espace)
IEMI	interférence électromagnétique intentionnelle

OATS	open-area test site (emplacement d'essai ouvert)
Pcc	Pearson correlation coefficient (coefficient de corrélation de Pearson)
PDF	probability density function (fonction de densité de probabilité)
RC	reverberation chamber (chambre réverbérante)
RF	radiofréquence
SAC	semi-anechoic chamber (chambre semi-anéchoïque)
S/N	Signal-to-noise (rapport signal/bruit)
SPD	surge protective device (parafoudre)
TDR	time-domain reflectometer (réflectomètre temporel)
TE	transverse électrique (mode), (mode H)
TEM	transverse electromagnetic (mode électromagnétique transverse)
TL	transmission line (ligne de transmission)
TM	transverse magnétique (mode), (mode E)
UFA	uniform field area (zone de champ uniforme)
ROS	rapport d'onde stationnaire

4 Généralités

Le présent document décrit les caractéristiques fondamentales et les limitations des guides d'onde TEM, essentiellement le volume d'essai, l'uniformité de champ, la pureté du mode TEM et les plages de fréquences. Différentes caractéristiques d'ordre général des guides d'onde TEM sont décrites à l'Annex D.

Les mesurages des émissions rayonnées dans un guide d'onde TEM sont généralement en corrélation avec les méthodes de l'emplacement d'essai ouvert (OATS) et de la chambre semi-anéchoïque (SAC), qui fournissent des résultats de mesure valables et reproductibles du champ perturbateur émis par les matériels. Dans ce cas, des algorithmes dits de corrélation sont utilisés pour convertir les résultats des mesures dans les guides d'onde TEM en données équivalentes OATS, comme cela est décrit à l'Annex A.

Les guides d'onde TEM peuvent également être utilisés comme générateurs de champs pour les essais d'immunité des matériels aux champs électromagnétiques. Des informations détaillées sont fournies à l'Annex B et à l'Annex C. L'essai d'immunité dans les guides d'onde TEM est cité dans plusieurs autres documents énumérés dans la Bibliographie. Les propriétés de génération de champs peuvent également être utilisées pour mesurer l'amplitude de champ. Voir d'autres publications énumérées dans la Bibliographie.

Des informations supplémentaires relatives à la caractérisation du guide d'onde TEM, à l'étalonnage de la sonde d'amplitude du champ électrique (E-field), à l'incertitude de mesure et à la caractérisation du domaine temporel des guides d'onde TEM sont données à l'Annex D, l'Annex E, l'Annex F, l'Annex G, l'Annex H, et l'Annex I respectivement.

Les essais avec les guides d'onde TEM ne sont pas limités aux mesurages des émissions rayonnées sur des matériels complètement assemblés. Ils peuvent également être appliqués à la vérification des composants, des circuits intégrés et de l'efficacité de blindage des matériaux des joints d'étanchéité et des câbles. Pour de plus amples informations, voir les autres publications énumérées dans la Bibliographie.

Dans le présent document, les mesurages CW de l'amplitude du champ électrique sont exprimés en valeurs efficaces, tandis que les mesurages des transitoires sont exprimés en valeurs de crête.

5 Exigences concernant les guides d'onde TEM

5.1 Généralités

Les guides d'onde TEM peuvent être utilisés pour les mesurages d'émission et les essais d'immunité lorsque certaines exigences sont satisfaites. Les méthodes décrites à l'Article 5 doivent être appliquées pour valider un guide d'onde TEM.

L'Article 5 se concentre sur les aspects généraux de validation tels que le mode TEM fondamental et l'homogénéité du champ. Les exigences spécifiques de validation pour les mesurages d'émission, les essais d'immunité et les essais de transitoires sont données à l'Annex A, l'Annex B, et l'Annex C, respectivement.

5.2 Exigences générales pour l'utilisation des guides d'onde TEM

5.2.1 Volume d'essai et taille maximale de l'EUT

La taille maximale d'un EUT est liée à la taille du volume d'essai utilisable dans le guide d'onde TEM. Le volume d'essai utilisable d'un guide d'onde TEM dépend de sa taille, de la géométrie et de la distribution spatiale des champs électromagnétiques.

Le volume d'essai utilisable d'un guide d'onde TEM (voir Figure D.6 à Figure D.11 de l'Article D.8) est établi par la "zone uniforme" telle qu'elle est définie en 5.2.2. La direction de propagation du mode TEM du guide d'onde (normalement l'axe z) est perpendiculaire à la zone uniforme (dans un plan transverse, normalement le plan xy). Dans le plan xy , la section entière du volume d'essai utilisable doit satisfaire aux exigences de la zone uniforme spécifiées en 5.2.2. La valeur minimale pour la distance h_{EUT} entre l'EUT et chaque conducteur ou absorbant du guide d'onde (voir Figure D.7 à Figure D.11) est donnée par la distance entre la limite de la zone uniforme (voir 5.2.2) et le conducteur. Cependant, il convient que h_{EUT} ne soit pas nulle pour éviter l'éventuelle modification de la condition de fonctionnement de l'EUT due au couplage proche entre l'EUT et des structures conductrices du guide d'onde TEM (il convient que h_{EUT} soit supérieure à $0,05 h$, h étant l'espacement entre les structures conductrices). Le long de l'axe z (direction de propagation), le volume d'essai utilisable est limité par $z_{min} \leq z \leq z_{max}$, où z_{min} et z_{max} sont établis à l'aide des méthodes décrites dans le présent Article. La longueur du volume d'essai est $L = z_{max} - z_{min}$. Les exigences du mode TEM d'une zone uniforme doivent être validées pour des sections à chaque point d'essai z de l'EUT utilisé avec $z_{min} \leq z \leq z_{max}$. En variante, il peut être pris pour hypothèse que les exigences de mode TEM sont satisfaites pour z compris dans la plage $z_{min} \leq z \leq z_{max}$ dans les conditions suivantes:

- a) si les exigences du mode TEM sont satisfaites à la position z_{max} , et si la géométrie du guide d'onde est similaire à l'un des types indiqués de la Figure D.6 à la Figure D.11 avec un rapport d'aspect de h sur w constant (forme propre) pour $0 \leq z \leq z_{max}$, ou,
- b) si les exigences du mode TEM sont satisfaites aux positions z_{max} et $z_{min} \leq z \leq z_{max}$, et si la section de guide d'onde est constante ou réduite de manière uniforme pour $z_{min} \leq z \leq z_{max}$, et les dérivées dh/dz et dw/dz constituent une fonction lisse pour $z_{min} \leq z \leq z_{max}$ (pas de pliures ou de paliers dans les géométries de conducteurs).

La taille maximale d'un EUT est liée à la taille du volume d'essai utilisable. Il doit être vérifié que l'EUT n'est pas d'une taille supérieure à $0,6 w \times 0,6 L$ (voir Figure D.7 à Figure D.11).

NOTE L'ISO 11452-3 [37] définit une taille d'EUT de $0,33 w \times 0,6 L$, et la MIL-STD-461G [47] recommande $0,5 w \times 0,5 L$.

Il convient que la hauteur maximale utilisable de l'EUT soit de $0,33 h$, avec h égale à la distance entre les conducteurs intérieur et extérieur (espacement entre conducteurs) au centre de l'EUT dans le volume d'essai (par exemple, entre le septum et la base dans une cellule TEM type).

Pour tous les guides d'onde TEM, l'EUT doit tenir à l'intérieur du volume d'essai utilisable pour toutes ses positions de rotation.

La plupart des documents réduisent la taille de l'EUT à $0,33 h$. La hauteur maximale utilisable de l'EUT peut être supérieure à $0,33 h$ si le fabricant ou l'utilisateur donne des informations concernant l'incertitude de mesure pour des EUT de plus grande taille. Des informations supplémentaires concernant les effets des guides d'onde chargés sont données en [39] et [40].

5.2.2 Validation du volume d'essai utilisable

5.2.2.1 Généralités

Ce paragraphe utilise le concept de "zone uniforme" qui est une zone hypothétique dans laquelle les variations de l'amplitude du champ acceptables sont faibles (voir [18]). Les dimensions physiques du guide d'onde TEM déterminent la taille de cette zone uniforme (plane). À moins que l'EUT puisse être complètement éclairé sur une surface plus faible, la taille maximale de l'EUT est également liée à la taille du volume d'essai utilisable (voir 5.2.1).

Si aucune autre définition n'est donnée dans une norme de produit ou par le fabricant du guide d'onde TEM, il convient que la zone uniforme soit un plan vertical perpendiculaire à la direction de propagation du champ. Il convient que cette zone uniforme soit un plan unique coïncidant avec l'avant de l'EUT. Dans cette description, l'utilisation d'un plan vertical part de l'hypothèse selon laquelle la direction de propagation du mode TEM est presque horizontale (alignée avec l'axe z) et qu'une propagation des ondes planes est fournie. Si la direction de propagation du mode TEM est dans une autre direction, le plan de zone uniforme peut être réorienté en conséquence.

NOTE 1 En règle générale, la forme exacte et l'emplacement de la zone uniforme ne sont pas spécifiés, mais ils sont déterminés selon les procédures du présent document.

L'utilisation d'une configuration de ligne de transmission du guide d'onde TEM évite les perturbations dues aux champs réfléchis par le sol comme dans le cas d'un montage d'essai en chambre semi-anéchoïque; ainsi, des champs uniformes peuvent être établis au voisinage des conducteurs intérieur et extérieur (dans la direction normale uniquement).

En principe, la zone uniforme peut être située à toute distance de l'accès d'entrée d'un guide d'onde TEM. L'emplacement dépend de la géométrie spécifique. La zone uniforme est uniquement valable pour cette distance, à partir de l'accès d'entrée au niveau duquel elle est validée. Pour permettre la rotation de l'EUT, la zone uniforme doit être espacée d'une distance au moins supérieure à la plus grande dimension de l'enveloppe de l'EUT à partir de l'extrémité du volume d'essai utilisable z_{\max} définie en 5.2.1.

La zone uniforme doit être validée dans l'enveloppe vide. La plage de fréquences est comprise entre la fréquence la plus basse et la fréquence la plus élevée de l'utilisation prévue du guide d'onde TEM. Lors du balayage des fréquences, le premier palier de fréquence ne doit pas dépasser 1 % de la fréquence fondamentale, et ensuite 1 % de la fréquence précédente de l'ensemble de la plage de fréquences. Une des contraintes de la vitesse de balayage est constituée par le temps de réponse de la sonde de champ. Le volume d'essai utilisable doit être validé avec un signal non modulé.

NOTE 2 Le champ TEM est le mode dominant et les cavités correspondent à des valeurs Q peu élevées. Par conséquent, les résonances ne sont pas réputées être étroites. C'est la raison pour laquelle il est admis d'utiliser les fréquences logarithmiques pour la validation du volume d'essai utilisable.

Selon sa taille, la zone uniforme doit être validée en au moins cinq points (quatre dans les angles et un au centre). Les points d'essai doivent être espacés les uns des autres de 50 cm au maximum.

NOTE 3 Un plus grand nombre de points d'essai donne un meilleur résultat d'essai de l'homogénéité du champ. L'utilisation d'un plus grand nombre de points d'essai permet également une estimation plus précise de l'homogénéité de l'ensemble du champ.

5.2.2.2 Vérification de l'uniformité du champ

5.2.2.2.1 Généralités

L'uniformité du champ peut être vérifiée par la méthode de puissance incidente constante (5.2.2.2.2) ou la méthode d'amplitude de champ constante (5.2.2.2.3). Avec la méthode de puissance incidente constante, la puissance incidente est maintenue constante pour tous les points de quadrillage et toutes les fréquences d'essai. Avec la méthode d'amplitude de champ constante, la composante primaire de l'amplitude du champ électrique est maintenue constante pour tous les points de quadrillage et toutes les fréquences d'essai. Si la méthode de l'amplitude de champ constante est la plus difficile, elle est aussi la plus précise, car la linéarité du wattmètre est en général meilleure que celle de la sonde de champ, laquelle fonctionne toujours à l'amplitude de champ pour laquelle elle a été étalonnée.

5.2.2.2.2 Méthode de puissance incidente constante

Le champ est considéré comme suffisamment homogène si, d'un point de vue statistique, au moins 75 % des composantes de champ électrique primaires E_i se situent dans les limites d'une plage de 6 dB. Une tolérance sur la composante de champ électrique primaire supérieure à 6 dB, mais inférieure à 10 dB, est admise pour un pourcentage maximal de 5 % des fréquences d'essai (au moins une fréquence) sous réserve que la tolérance et les fréquences réelles soient indiquées dans le rapport d'essai. L'approche statistique repose sur la valeur moyenne et l'écart type de la composante de champ primaire tels que définis dans l'équation (1) et l'équation (2) pour évaluer la variation de la composante de champ primaire sur la zone uniforme.

Au point d'essai i , la composante de champ primaire mesurée est donnée sous la forme E_i . La valeur moyenne \bar{E} et l'écart type σ_E sont calculés pour les points d'essai N en valeurs logarithmiques.

$$\bar{E} = \frac{1}{N} \sum_{(N)} E_i \quad (1)$$

$$\sigma_E = \sqrt{\frac{1}{N-1} \sum_{(N)} (E_i - \bar{E})^2} \quad (2)$$

L'hypothèse d'une distribution normale pour les échantillons de la composante de champ primaire donne l'équation (3) pour la probabilité que 75 % des résultats de mesure entrent dans la plage $2 \cdot k \cdot \sigma_E$.

$$\bar{E} - k \cdot \sigma_E \leq E_i \leq \bar{E} + k \cdot \sigma_E \quad (3)$$

où le facteur k est choisi égal à 1,15 (voir le Tableau 1).

En cas d'essai d'immunité, outre le fait de démontrer que le champ est homogène, il est également exigé qu'un certain pourcentage de points d'essai donne une amplitude de champ supérieure ou égale à l'amplitude de champ au niveau de l'essai E_{test} . La combinaison de ces conditions donne l'équation (4).

$$E_{\text{test}} \leq E_i \leq E_{\text{test}} + E_{\text{margin}} \quad (4)$$

La comparaison de la plage de l'équation (4) avec l'équation (3) donne l'équation (5) et l'équation (6) avec les exigences d'homogénéité du champ.

$$E_{\text{test}} \leq E_i \leq E_{\text{test}} + 2 \cdot k \cdot \sigma_E \quad (5)$$

$$\sigma_E = \frac{\text{margin}}{2 \cdot k} \quad (6)$$

Pour une probabilité de 75 %, ($k = 1,15$) et une marge de 6 dB, l'écart type doit être $\sigma_E \leq \frac{6 \text{ dB}}{2 \cdot 1,15} \approx 2,61 \text{ dB}$.

Pour une probabilité de 75 %, ($k = 1,15$) et une marge de 10 dB, l'écart type doit être $\sigma_E \leq \frac{10 \text{ dB}}{2 \cdot 1,15} \approx 4,35 \text{ dB}$.

Tableau 1 – Valeurs k pour l'incertitude élargie pour des résultats à distribution normale

Facteur k	1	1,15	1,3	1,5	2	3
Probabilité %	68,3	75,0	80,6	86,6	95,5	99,7

5.2.2.2.3 Méthode de l'amplitude de champ constante

Au point d'essai i , la puissance incidente mesurée est donnée sous la forme $P_{fwd,i}$. La valeur moyenne \bar{P}_{fwd} et l'écart type σ_P sont calculés pour les points d'essai N en valeurs logarithmiques à l'aide de l'équation (7) et de l'équation (8).

$$\bar{P}_{fwd} = \frac{1}{N} \sum_{(N)} P_{fwd,i} \quad (7)$$

$$\sigma_P = \sqrt{\frac{1}{N-1} \sum_{(N)} (P_{fwd,i} - \bar{P}_{fwd})^2} \quad (8)$$

L'hypothèse d'une distribution normale pour les échantillons de la composante de champ primaire donne l'équation (9) pour la probabilité que 75 % des résultats d'essai $P_{fwd,i}$ entrent dans la plage $2 \cdot k \cdot \sigma_P$.

$$\bar{P}_{fwd} - k \cdot \sigma_P \leq P_{fwd,i} \leq \bar{P}_{fwd} + k \cdot \sigma_P \quad (9)$$

où le facteur k est choisi égal à 1,15 (voir le Tableau 1).

Dans la méthode de l'amplitude de champ constante, le champ est considéré comme suffisamment homogène si, d'un point de vue statistique, au moins 75 % des puissances

incidentes mesurées $P_{\text{fwd},i}$ se situent dans les limites de la tolérance de 0 dB à 6 dB au-dessus de la valeur minimale P_{test} . Cela donne l'équation (10).

$$P_{\text{test}} \leq P_{\text{fwd},i} \leq P_{\text{test}} + 6 \text{ dB} \quad (10)$$

La comparaison de la plage de l'équation (10) avec l'équation (9) donne l'équation (11) et l'équation (12) avec les exigences d'homogénéité du champ.

$$2 \cdot k \cdot \sigma_P \leq 6 \text{ dB} \quad (11)$$

$$\sigma_P \leq \frac{6 \text{ dB}}{2 \cdot k} \quad (12)$$

Une tolérance sur la puissance incidente supérieure à 6 dB, mais inférieure à 10 dB, est admise pour un pourcentage maximal de 5 % des fréquences d'essai (au moins une fréquence) sous réserve que la tolérance et les fréquences réelles soient indiquées dans le rapport d'essai.

L'approche statistique repose sur l'hypothèse d'une distribution normale et sur le calcul de la valeur moyenne et de l'écart type de la puissance incidente.

Pour une probabilité de 75 %, ($k = 1,15$) et une marge de 6 dB, l'écart type doit être $\sigma_P \leq \frac{6 \text{ dB}}{2 \cdot 1,15} \approx 2,61 \text{ dB}$.

Pour une probabilité de 75 %, ($k = 1,15$) et une marge de 10 dB, l'écart type doit être $\sigma_P \leq \frac{10 \text{ dB}}{2 \cdot 1,15} \approx 4,35 \text{ dB}$.

5.2.2.3 Vérification du mode TEM

Les guides d'onde TEM peuvent présenter des résonances au-delà d'une certaine fréquence de coupure déterminée par les dimensions de la section et/ou de la longueur du guide d'onde. Pour des raisons pratiques, il est considéré que le champ à l'intérieur d'un guide d'onde TEM se propage dans un mode TEM lorsque les exigences suivantes sont satisfaites. Cette vérification du mode TEM s'applique aux guides d'onde utilisés soit pour les essais d'immunité, soit pour les mesurages d'émission. Le comportement en mode TEM doit être confirmé à intervalles réguliers (voir 5.2.2.4).

NOTE 1 En règle générale, un fabricant de guides d'onde TEM fournit la documentation relative au comportement en mode TEM.

Le mode TEM est considéré comme dominant si, d'un point de vue statistique, au moins 75 % des composantes de champs électriques secondaires (non prévues) mesurées sont inférieures d'au moins 6 dB à la composante de champ électrique primaire. Des composantes de champs électriques secondaires à des niveaux jusqu'à -2 dB de la composante de champ primaire sont admises pour un pourcentage maximal de 5 % des fréquences d'essai (au moins une fréquence) sous réserve que la tolérance et les fréquences réelles soient indiquées dans le rapport d'essai.

NOTE 2 Le critère de 6 dB de 5.2.2.3 décrit le mode TEM dominant plutôt que l'uniformité du champ, et il se distingue et n'est pas confondu avec les exigences d'uniformité du champ de 5.2.2.2.

La description statistique du rapport de la composante de champ électrique secondaire et primaire repose sur l'hypothèse d'une distribution de Rayleigh. Pour un mesurage de

distribution de Rayleigh, le quantile 75 % $Q_{75\%}$ peut être calculé de manière analytique. Il peut être pris pour hypothèse que 75 % des points d'essai ont un rapport inférieur au quantile $Q_{75\%}$.

Au point d'essai i , la composante de champ primaire mesurée est donnée sous la forme $E_{prim,i}$ et la composante de champ électrique secondaire sous la forme $E_{sec,i}$. $E_{sec,i}$ est la plus grande des deux composantes de champ secondaire. Ces deux valeurs doivent être exprimées pour les points d'essai N en valeurs linéaires. Comme dans l'équation (13), le paramètre s_R de la distribution de Rayleigh peut être estimé à partir des composantes de champ mesurées.

$$s_R \approx \sqrt{\frac{1}{2 \cdot N} \sum_{(N)} \left(\frac{E_{sec,i}}{E_{prim,i}} \right)^2} \quad (13)$$

Le quantile P de la distribution de Rayleigh peut être calculé par l'équation (14).

$$Q_P = \sqrt{-2 \cdot s_R^2 \cdot \ln(1-P)} \quad (14)$$

Pour $P = 0,75$, le quantile 75 % $Q_{75\%}$ est déterminé selon l'équation (15):

$$Q_{75\%} = \sqrt{-2 \cdot s_R^2 \cdot \ln(1-0,75)} = s_R \cdot 1,6651 \quad (15)$$

Pour $Q_{75\%} < 0,5$, il peut être pris pour hypothèse que, d'un point de vue statistique, 75 % des points d'essai ont une composante de champ secondaire qui est inférieure d'au moins 6 dB à la composante de champ primaire. Pour $Q_{75\%} < 0,794$, il peut être pris pour hypothèse que, d'un point de vue statistique, 75 % des points d'essai ont une composante de champ secondaire qui est inférieure d'au moins 2 dB à la composante de champ primaire.

5.2.2.4 Uniformité du champ et méthode de mesure en mode TEM

5.2.2.4.1 Méthode de puissance incidente constante

La procédure de validation est connue comme la méthode "de puissance incidente constante" et comprend les étapes suivantes.

- Positionner la sonde à trois axes au niveau de l'un des points de la grille.
- Appliquer une puissance incidente P_{fwd} à l'accès d'entrée du guide d'onde TEM de sorte que la composante primaire de l'amplitude du champ électrique soit de $E_{verification}$ sur la plage de fréquences avec les paliers de fréquence spécifiés en 5.2.2.1, et enregistrer toutes les valeurs lues de puissance incidente et de champs de composantes primaires et secondaires.
- Avec la même puissance incidente, mesurer et enregistrer les amplitudes de champs primaire et secondaire aux autres points de la grille.
- Calculer l'écart type σ_E selon l'équation (2) de 5.2.2.2.2. Tous les résultats de mesure sont exprimés en dB(V/m).
- Calculer le quantile 75 % $Q_{75\%}$ du rapport de la composante de champ secondaire sur la composante de champ primaire selon l'équation (15) de 5.2.2.3. Le calcul doit être réalisé à l'aide de valeurs linéaires.
- L'écart type σ_E doit être inférieur à 2,61 dB. Il peut se situer dans la plage de 2,61 dB $\leq \sigma_E \leq 4,35$ dB pour un pourcentage maximal de 5 % des fréquences d'essai (au moins une fréquence) sous réserve que les valeurs et fréquences réelles soient indiquées dans le rapport d'essai.

- g) Le quantile $Q_{75\%}$ doit être inférieur à 0,5. Il peut se situer dans la plage de $0,5 \leq Q_{75\%} \leq 0,794$ pour un pourcentage maximal de 5 % des fréquences d'essai (au moins une fréquence) sous réserve que les valeurs et fréquences réelles soient indiquées dans le rapport d'essai.
- h) En connaissant la puissance incidente P_{fwd} , la valeur moyenne et l'écart type de la composante de champ primaire, la puissance incidente exigée P_{test} pour les essais d'immunité (voir l'Annex B) avec l'amplitude du champ d'essai E_{test} peuvent être calculés à l'aide de l'équation (16). Le calcul doit être réalisé à l'aide de valeurs linéaires. Le facteur d'élargissement k doit être choisi selon le Tableau 1. En règle générale, k doit être égal à 1,15. La puissance incidente doit être consignée.

$$P_{\text{test}} = \frac{E_{\text{test}}^2}{(\bar{E} - k \cdot \sigma_E)^2} \cdot P_{\text{fwd}} \quad (16)$$

- i) Confirmer que le système d'essai (l'amplificateur de puissance, par exemple) n'est pas saturé. En prenant pour hypothèse que E_{test} est égal à 1,8 fois le niveau d'essai exigé de l'amplitude du champ électrique, appliquer la procédure suivante sur la plage de fréquences:
- 1) diminuer la sortie du générateur de signaux de 5,1 dB par rapport au niveau nécessaire à l'établissement d'une puissance incidente de P_{test} , telle que déterminée à l'étape précédente;
 - 2) consigner la nouvelle puissance incidente délivrée au guide d'onde TEM;
 - 3) soustraire la puissance incidente mesurée à l'étape 2) de P_{test} . Si la différence de puissance est comprise entre 3,1 dB et 5,1 dB, l'amplificateur n'est alors pas saturé et peut être utilisé. Si la différence est inférieure à 3,1 dB, l'amplificateur est alors saturé et ne peut pas être utilisé.

Un organigramme de la procédure est représenté à la Figure 1 (voir 5.4).

EXEMPLE Si, en un point d'essai donné, 81 W donne un dénominateur de 9 V/m dans l'équation (16), 9 W est utilisée pour une amplitude de champ d'essai de 3 V/m.

5.2.2.4.2 Méthode de l'amplitude de champ constante

La procédure de validation est connue comme la méthode "de l'amplitude de champ constante" et comprend les étapes suivantes.

- a) Positionner la sonde à trois axes au niveau de l'un des points de la grille.
- b) Appliquer une puissance incidente P_{fwd} à l'accès d'entrée du guide d'onde TEM de sorte que la composante primaire de l'amplitude du champ électrique soit de $E_{\text{verification}}$ sur la plage de fréquences avec les paliers de fréquence spécifiés en 5.2.2.1 et enregistrer toutes les valeurs lues de puissance incidente et de composantes primaire et secondaire des amplitudes de champ.
- c) Avec la même amplitude de champ $E_{\text{verification}}$, mesurer et enregistrer les valeurs lues de toutes les puissances incidentes et les composantes primaire et secondaire des amplitudes du champ en d'autres points de la grille.
- d) Pour vérifier l'uniformité du champ, calculer l'écart type σ_p pour toutes les puissances incidentes mesurées au niveau des points selon l'équation (8) de 5.2.2.2.3. Tous les résultats de mesure sont exprimés en dBm.
- e) L'écart type σ_p doit être inférieur à 2,61 dB.

Un pourcentage maximal de 5 % des fréquences d'essai (au moins une fréquence) peut se situer dans la plage de $2,61 \text{ dB} \leq \sigma_E \leq 4,35 \text{ dB}$. Les valeurs et fréquences réelles doivent être indiquées dans les rapports d'essai.

- f) Pour vérifier le mode TEM, calculer le quantile 75 % $Q_{75\%}$ du rapport de la composante de champ secondaire sur la composante de champ primaire selon l'équation (15) de 5.2.2.3. Le calcul doit être réalisé à l'aide de valeurs linéaires.
- g) Le quantile 75 % $Q_{75\%}$ doit être inférieur à 0,5. Il peut se situer dans la plage de $0,5 \leq Q_{75\%} \leq 0,794$ pour un pourcentage maximal de 5 % des fréquences d'essai (au moins une fréquence) sous réserve que les valeurs et fréquences réelles soient indiquées dans le rapport d'essai.
- h) Pour les essais d'immunité (voir l'Annex B), en connaissant la puissance incidente et l'amplitude de champ $E_{\text{verification}}$, la puissance incidente nécessaire P_{test} pour l'amplitude du champ d'essai exigée E_{test} peut être calculée à l'aide de l'équation (17). La puissance incidente doit être consignée.

$$P_{\text{test}} = \left(\frac{E_{\text{test}}}{E_{\text{verification}}} \right)^2 \cdot (\bar{P}_{\text{fwd}} + k \cdot \sigma_P) \quad (17)$$

- i) Confirmer que le système d'essai (l'amplificateur de puissance, par exemple) n'est pas saturé. En prenant pour hypothèse que E_{test} est égal à 1,8 fois le niveau d'essai exigé de l'amplitude du champ électrique, appliquer la procédure suivante sur la plage de fréquences:
- 1) diminuer la sortie du générateur de signaux de 5,1 dB par rapport au niveau nécessaire à l'établissement d'une puissance incidente de P_{test} , telle que déterminée dans les étapes ci-dessus;
 - 2) consigner la nouvelle puissance incidente délivrée au guide d'onde TEM;
 - 3) soustraire la puissance incidente mesurée à l'étape b) de P_{test} . Si la différence de puissance est comprise entre 3,1 dB et 5,1 dB, l'amplificateur n'est alors pas saturé et peut être utilisé. Si la différence est inférieure à 3,1 dB, l'amplificateur est alors saturé et ne peut pas être utilisé.

Un organigramme de la procédure est représenté à la Figure 2 (voir 5.4).

La validation de l'uniformité est valable pour tous les EUT dont les faces individuelles (y compris tout le câblage) peuvent être complètement englobées dans la "zone uniforme". Il est prévu que la validation de la zone uniforme complète soit réalisée annuellement ou lorsque des modifications ont été apportées à la configuration de l'enveloppe (par exemple, cellule TEM ou ligne ouverte à l'intérieur d'une cage de Faraday).

5.3 Exigences et recommandations spéciales pour certains types de guides d'onde TEM

5.3.1 Montage de guides d'onde TEM ouverts

Pour réduire le plus possible les effets ambiants, il convient d'installer les guides d'onde TEM ouverts à l'intérieur d'un local blindé, lorsque la pratique le permet.

NOTE 1 Les niveaux de signal ambiant sont définis à l'Annex A, l'Annex B et l'Annex C et dépendent fortement des objectifs d'essai.

Une distance minimale h correspondant à l'espacement d'une plaque est recommandée entre le guide d'onde TEM ouvert et le plancher, les parois et le plafond du local blindé. Un matériau anéchoïque complémentaire peut être placé de manière appropriée dans le local blindé pour réduire le plus possible les réflexions. Ces distances ne sont données qu'à titre de recommandation. À noter qu'un guide d'onde TEM ouvert peut être construit lorsqu'une plaque est constituée par le plancher du local blindé, l'autre plaque étant un septum installé.

NOTE 2 La MIL-STD-461G [47] exige que les guides d'onde TEM ouverts soient placés dans un local blindé. La MIL-STD-461G [47] définit une distance minimale exigée par rapport aux parois en fonction de la taille du guide

d'onde. La CISPR 20 [69] exige une distance minimale de 800 mm par rapport aux parois, au plancher et au plafond, correspondant à $1 h$.

5.3.2 Autre vérification du mode TEM pour un guide d'onde TEM à deux accès

En variante aux dispositions de 5.2.2, la plage de fréquences utilisable d'un guide d'onde TEM à deux accès peut être établie en utilisant la méthode de vérification suivante.

Avant de soumettre l'EUT à l'essai, les résonances du guide d'onde TEM doivent être déterminées pour des dispositifs TEM à deux accès avec le montage d'essai et l'EUT installés, l'EUT étant hors tension. Dans ce cas, la perte de transmission du guide d'onde TEM dans la plage de fréquences utilisable doit satisfaire à l'équation (18):

$$A_{\text{tloss}} = \left| 10 \lg \left(\frac{P_{\text{output}}}{P_{\text{fwd}} - P_{\text{refl}}} \right) \right| \leq 1 \text{ dB} \quad (18)$$

où

A_{tloss} est la perte de transmission du guide d'onde chargé;

P_{refl} est la puissance réfléchie mesurée à l'accès d'entrée;

P_{fwd} est la puissance incidente mesurée à l'accès d'entrée;

P_{output} est la puissance de sortie mesurée au deuxième accès (sortie).

NOTE 1 Les puissances réfléchie (en entrée), incidente et réfléchie (en sortie) sont mesurées par rapport à l'impédance caractéristique du guide d'onde TEM. Aucun transformateur d'impédance n'est utilisé. L'équation (18) est valable pour une impédance caractéristique de 50Ω .

NOTE 2 Il s'agit d'une méthode de vérification alternative pour un guide d'onde TEM à deux accès du type indiqué dans l'ISO 11452-3 [37]. Elle est fondée sur l'hypothèse selon laquelle les modes résonants d'ordre élevé extraient l'énergie du mode TEM.

5.3.3 Génération du mode TEM pour un guide d'onde TEM à quatre accès

Pour générer un mode TEM, des signaux d'entrée doivent être appliqués à l'accès 1 et à l'accès 2 avec les mêmes amplitude et phase inversée que celles présentées à la Figure D.6 (voir l'Article D.8). L'accès 3 et l'accès 4 doivent se terminer par des charges localisées de 50Ω (voir [38] et [63]).

5.4 Figures de l'Article 5

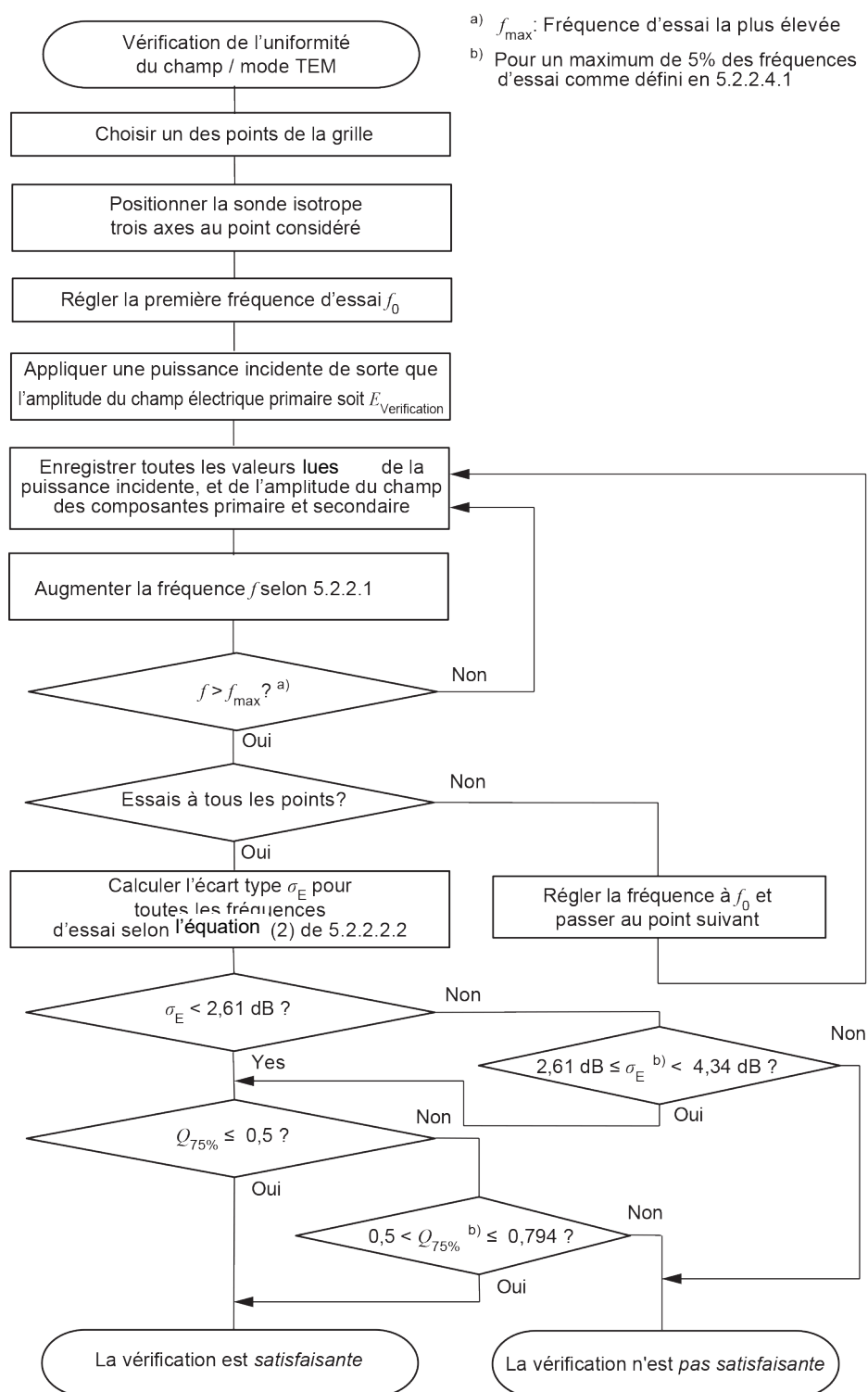
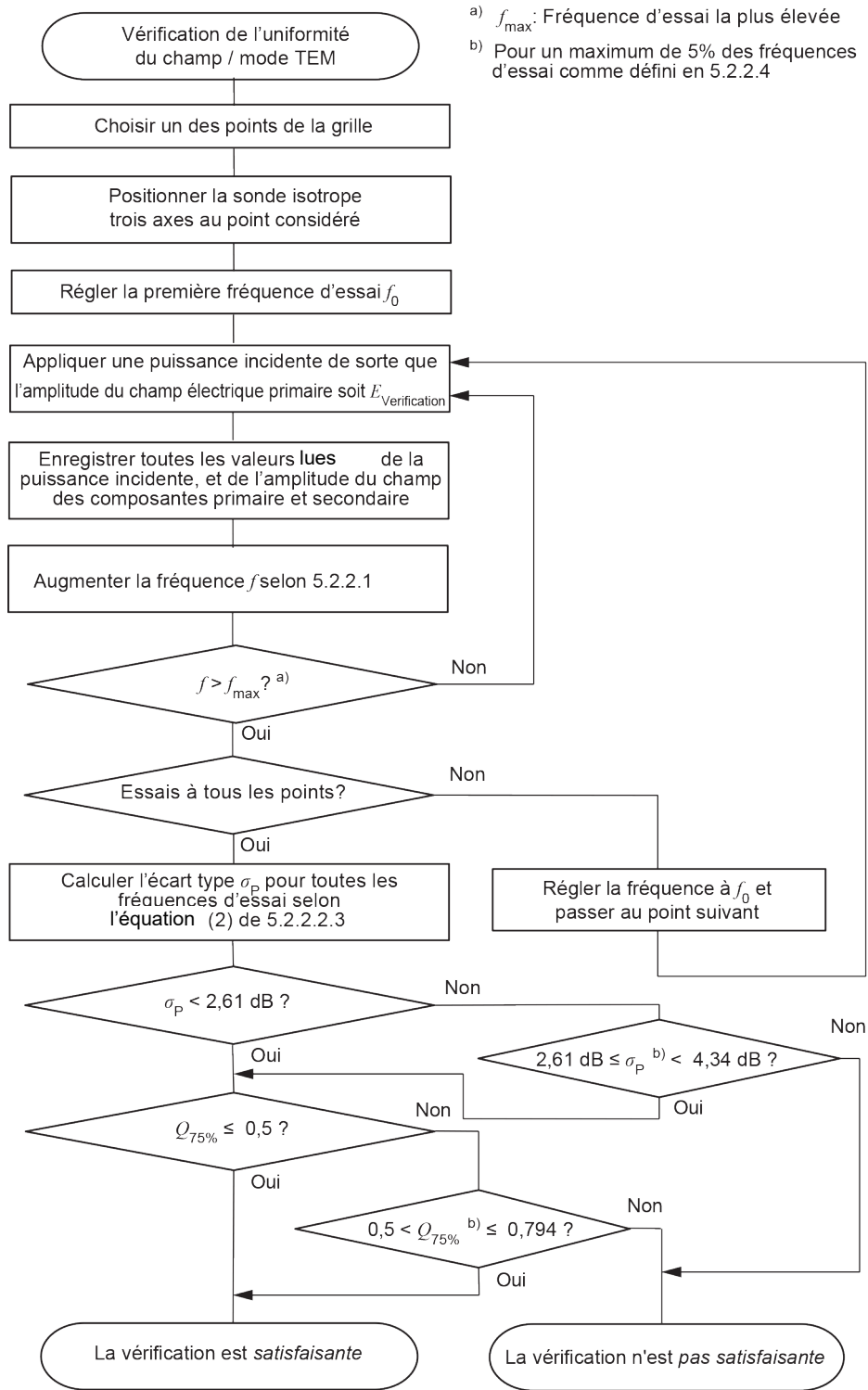


Figure 1 – Organigramme du mode TEM et de la procédure de vérification de l'uniformité du champ avec la méthode de "puissance incidente constante" (voir 5.2.2.4.1)



IEC

Figure 2 – Organigramme du mode TEM et de la procédure de vérification de l'uniformité du champ avec la méthode d'amplitude de champ constante (voir 5.2.2.4.2)

6 Vue d'ensemble des types d'EUT

6.1 Généralités

Un type d'EUT est un groupe de produits qui présentent des caractéristiques électromagnétiques ou des dimensions mécaniques suffisamment similaires pour permettre des essais avec la même installation d'essai et le même protocole d'essai. Le type d'EUT et sa configuration sont valables pour les essais d'immunité et les mesurages d'émission pour permettre un montage uniforme dans le volume d'essai.

6.2 EUT de petite taille

Un EUT est défini comme un EUT de petite taille si la plus grande dimension de l'enveloppe est inférieure à une longueur d'onde à la fréquence d'essai la plus élevée (par exemple, à 1 GHz, $\lambda = 300$ mm) et si aucun câble n'est connecté à l'EUT.

6.3 EUT de grande taille

Un EUT est défini comme un EUT de grande taille s'il s'agit

- a) d'un EUT avec un ou plusieurs câbles de sortie,
- b) d'un EUT avec un ou plusieurs câbles d'interconnexion,
- c) d'un EUT avec ou sans câbles qui a une dimension supérieure à une longueur d'onde à la fréquence d'essai la plus élevée,
- d) d'un groupe d'EUT de petite taille disposés dans un montage d'essai avec des câbles d'interconnexion et avec ou sans câbles de sortie.

Toutefois, un simple EUT avec des câbles d'interconnexion faisant partie intégrante dudit EUT et dont le routage de câbles ne varie pas pendant l'essai est considéré comme un EUT de petite taille si ses dimensions hors tout satisfont aux exigences spécifiées en 6.2.

7 Conditions d'essai en laboratoire

7.1 Généralités

Afin de réduire le plus possible l'effet des paramètres d'environnement sur les résultats d'essai, l'essai doit être effectué dans des conditions de référence climatiques et électromagnétiques, comme spécifiées en 7.2 et 7.3.

7.2 Conditions climatiques

Sauf spécification contraire par le comité responsable de la norme générique ou de produit, les conditions climatiques de l'emplacement d'essai doivent se situer dans les limites éventuelles spécifiées pour le fonctionnement de l'EUT et du matériel d'essai par leurs fabricants respectifs.

Les essais ne doivent pas être réalisés si l'humidité relative est élevée au point de provoquer une condensation sur l'EUT ou le matériel d'essai.

En présence de preuves suffisantes qui permettent de démontrer que les mesurages couverts par le présent document sont influencés par les conditions climatiques, ces informations doivent être indiquées dans le rapport d'essai.

7.3 Conditions électromagnétiques

Les conditions électromagnétiques de l'emplacement d'essai doivent permettre de garantir le bon fonctionnement de l'EUT afin de ne pas influencer les résultats d'essai.

8 Évaluation et consignation des résultats d'essai

Les essais doivent être réalisés selon un plan d'essai qui doit être inclus dans le rapport d'essai. Les résultats d'essai et les exigences de compte-rendu dépendent du type d'essai réalisé.

Le rapport d'essai doit contenir toutes les informations nécessaires pour reproduire l'essai. Les informations suivantes doivent notamment être consignées:

- a) les éléments spécifiés dans le plan d'essai;
- b) l'identification de l'EUT et tout élément associé, par exemple marque, type de produit, numéro de série;
- c) l'identification du matériel d'essai, par exemple marque, type de produit, numéro de série;
- d) toutes conditions environnementales spéciales dans lesquelles l'essai a été réalisé;
- e) toutes conditions spécifiques nécessaires pour pouvoir réaliser l'essai;
- f) le niveau de performances défini par le fabricant, le demandeur ou l'acheteur;
- g) pour l'immunité, le critère de performances spécifié dans la norme générique, de produit ou de famille de produits;
- h) pour l'immunité, les effets éventuels sur l'EUT observés pendant ou après l'application de la perturbation de l'essai, et la durée pendant laquelle ces effets sont constants;
- i) pour l'immunité, la justification de la décision d'acceptation/refus (fondée sur le critère de performances spécifié dans la norme générique, de produit ou de famille de produits, ou convenue entre le fabricant et l'acheteur);
- j) les conditions d'utilisation spécifiques éventuelles, par exemple longueur ou type de câble, blindage ou mise à la masse, ou les conditions de fonctionnement de l'EUT exigées pour la mise en conformité;
- k) le schéma et/ou les illustrations du montage d'essai et de l'installation de l'EUT.

Annex A (normative)

Mesurages des émissions dans les guides d'onde TEM

A.1 Aperçu

L'Annex A décrit les mesurages des émissions dans les guides d'onde TEM.

Les résultats des mesurages des émissions réalisés dans les guides d'onde TEM peuvent être comparés aux limites déduites selon l'une des deux méthodes suivantes:

a) Limites de guides d'onde TEM

Cette approche a été appliquée à des familles de produits spécifiques (par exemple, procédures pour circuits intégrés, dispositifs militaires, composants et modules pour véhicules, etc.), comme décrit dans les références de la Bibliographie. Dans ce cas, les résultats de mesure des émissions dans les guides d'onde TEM sont utilisés pour être comparés directement à une limite indépendante de perturbation ou à des lignes directrices, généralement développées spécifiquement pour un type de guide d'onde TEM. Dans certains cas, les limites applicables aux guides d'onde TEM peuvent être déduites des valeurs limites utilisées dans d'autres installations d'essai (voir [54]).

b) Limites OATS

Cette approche est applicable aux EUT qui font l'objet de limites de perturbation données en ce qui concerne l'amplitude de champ OATS. Un algorithme de corrélation est utilisé pour déduire les niveaux d'amplitude du champ d'emplacement d'essai ouvert (OATS) des résultats de mesure de guides d'onde TEM.

Seul le cas b) est décrit en détail à l'Annex A. Les mesurages des émissions qui utilisent les guides d'onde TEM exigent une validation afin de démontrer le caractère approprié du guide d'onde TEM utilisé. Pour chaque type d'EUT, une procédure de validation doit être effectuée comme décrit à l'Article 5. Lorsque seule une comparaison relative est réalisée à l'intérieur de la même famille de produits d'EUT, la corrélation avec l'OATS ou avec d'autres emplacements d'essai n'est alors pas exigée. Dans ce cas, les comités de produits doivent fournir des limites spécifiques pour déterminer la conformité des données de mesure.

Les algorithmes de corrélation sont décrits à l'Article A.3. Ces algorithmes utilisent des mesurages de tension en guide d'onde TEM pour estimer des amplitudes de champs OATS équivalentes. Des niveaux d'amplitude de champs en espace libre peuvent également être estimés. Ces niveaux d'amplitude de champs, ainsi que les résultats de mesure issus de la procédure de validation du type d'EUT, peuvent ensuite être comparés aux exigences des documents.

A.2 Matériel d'essai

Le matériel d'essai doit être conforme aux exigences applicables de la CISPR 16-1-1.

NOTE Un capteur de champ isotrope peut être considéré comme une antenne (voir la CISPR 16-1-4 pour les exigences relatives aux antennes). Les procédures d'étalonnage des sondes de champs isotropes et leurs spécifications sont décrites à l'Annex E et en [35].

A.3 Corrélation des tensions des guides d'onde TEM avec les données d'amplitude du champ électrique

A.3.1 Généralités

Cette procédure est destinée à établir une alternative aux méthodes de mesure des émissions en OATS. Les résultats des guides d'onde TEM sont convertis en données d'amplitude de champ électrique OATS (champ E). L'Article A.3 décrit un algorithme fondé sur l'hypothèse selon laquelle la puissance rayonnée, telle que déduite d'un mesurage par un guide d'onde TEM, est rayonnée par un dipôle positionné au-dessus d'un plan de sol parfaitement conducteur.

Les algorithmes de corrélation incluent dans le calcul la distance entre l'EUT et chaque conducteur de guide d'onde TEM, h_{EUT} , et l'espacement entre les conducteurs h (ou séparation des plaques) au centre de l'EUT (voir Figure D.7 à Figure D.11) à l'Article D.8). Les tensions mesurées avec l'EUT placé dans le guide d'onde TEM sont générées par les émissions de l'EUT. Après rotation (repositionnement) de l'EUT selon les exigences de l'algorithme de corrélation, des mesurages de tension supplémentaires sont réalisés jusqu'à ce que toutes les positions exigées aient été soumises à l'essai. L'algorithme de corrélation utilise ensuite ces données pour simuler un essai OATS.

NOTE Des informations relatives aux méthodes de corrélation et des exemples de données de corrélation pour les mesurages des émissions figurent en [5], [9], [22], [30], [52], [54], [59] et [60].

Le paragraphe A.3.2 décrit un algorithme fondé sur un essai à trois positions. D'autres algorithmes ont été proposés et peuvent être utiles pour certains EUT (voir [47] et [60]).

A.3.2 Algorithmes de corrélation

A.3.2.1 Généralités

Les paragraphes A.3.2.2 et A.3.2.3 indiquent des approches de corrélation indépendantes. Le paragraphe A.3.2.2 décrit l'approche de base des algorithmes de corrélation qui utilisent le "modèle multipôle", qui utilise un jeu d'essais de guides d'onde TEM pour déterminer les moments multipolaires équivalents. Le paragraphe A.3.2.3 décrit un autre algorithme de corrélation qui n'utilise que les trois mesurages de tension. Cette procédure est souvent désignée sous le terme de "méthode de la puissance totale rayonnée".

A.3.2.2 Modèle multipôle

Toute source de rayonnement de taille finie peut être remplacée par un développement du multipôle équivalent qui donne le même diagramme de rayonnement à l'extérieur d'un volume qui englobe la source. Si la source est électriquement petite (dimensions caractéristiques inférieures à 0,1 fois la longueur d'onde), les premiers coefficients du développement des multipôles, en réalité des dipôles électriques et magnétiques, fournissent alors une simulation précise de la source. L'indication ci-dessus demeure pour une source arbitraire. Si la source elle-même se compose uniquement d'éléments tels un dipôle électrique et magnétique, la restriction de la taille rapportée à la longueur d'onde peut alors être assouplie.

L'approche de base des algorithmes de corrélation entre les guides d'onde TEM et l'OATS ou les données en espace libre consiste à utiliser un jeu d'essais dans les guides d'onde TEM afin de déterminer les moments multipolaires. En général, trois moments dipolaires orthogonaux à valeur complexe sont utilisés, qui exigent six mesurages ou plus. La méthode de base à trois orientations permet d'estimer la puissance rayonnée, mais pas les moments multipolaires individuels. Après estimation de la puissance rayonnée, les champs rayonnés en espace libre ou sur un plan de sol infini peuvent être déduits de manière numérique. De cette manière, les différentes configurations d'antenne source à récepteur exigées par les normes d'émission en OATS peuvent être simulées.

Pour les guides d'onde TEM à deux accès, les mesurages aux deux accès produisent à la fois des informations d'amplitude et de phase relative (voir [17], [44], [46], [53] et [56]). De cette

manière, l'amplitude et la phase des moments multipolaires peuvent être déterminées, et le diagramme de rayonnement peut être simulé avec précision, y compris les éventuelles valeurs nulles dues à l'annulation de phase. Pour les guides d'onde TEM à un accès, aucune information de phase relative n'est disponible. Ainsi, seules les amplitudes des moments multipolaires peuvent être déterminées (voir [54], [59] et [60]). Étant donné que l'information de phase relative n'est pas connue, les routines de corrélation de guide d'onde TEM à un accès partent de l'hypothèse selon laquelle tous les moments multipolaires rayonnent en phase. Cette configuration ne donne qu'une estimation de limite supérieure (voir [13], [43] et [57]). Des diagrammes de rayonnement détaillés ne peuvent pas être simulés. L'estimation de limite supérieure est valable pour la comparaison avec les limites normales. En [47] et [49], il a été démontré qu'il se produit un couplage par polarisation transversale dans les guides d'onde TEM. Les influences sur les données de mesure des émissions ont également été démontrées dans ces documents.

A.3.2.3 Algorithme de corrélation pour guide d'onde TEM à un accès

A.3.2.3.1 Généralités

L'algorithme de corrélation pour un accès repose sur trois mesurages de tension réalisés dans un guide d'onde TEM, à partir desquels la puissance totale rayonnée de l'EUT peut être calculée. Les moments dipolaires individuels ne sont pas déterminés séparément. La puissance totale rayonnée est ensuite utilisée pour simuler les champs maximaux des EUT sur un plan de sol fondé sur un modèle de dipôles parallèles (dipôle source et dipôle de réception) qui transmettent la même puissance totale.

A.3.2.3.2 Mesurages de tension des guides d'onde TEM

Les tensions sont mesurées au niveau du connecteur coaxial du guide d'onde TEM pour trois orientations de l'EUT spécifiées comme suit. Un système d'axes (x, y, z) est attribué au guide d'onde TEM selon la Figure D.7 à la Figure D.11 (voir l'Article D.8). Un choix normal consiste à aligner l'axe z dans la direction de propagation, l'axe y parallèle au vecteur de champ électrique (vertical) et l'axe x parallèle au vecteur de champ magnétique. Le centre de l'EUT est placé en $(x = 0, y, z)$, avec $x = 0$ au milieu du septum. Un système local de coordonnées "prime" (x', y', z') est attribué à l'EUT. Par exemple, la position 65 aligne x' à x , y' à y et z' à z , comme indiqué à la Figure A.4. Les triplets (65, 41, 24), (45, 21, 14), (15, 31, 54) et (35, 51, 64) forment un ensemble de trois orientations orthogonales qui peuvent être utilisées pour l'algorithme de corrélation à trois orientations. La désignation des trois mesurages de tension par V_{p1} , V_{p2} , V_{p3} , permet de démontrer (voir [47] et [60]) que la puissance totale rayonnée P_0 due à l'EUT est donnée par l'équation (A.1)

$$P_0 = \frac{\eta_0}{3\pi} \cdot \frac{k_0^2}{\epsilon_{0y}^2 Z_c} \cdot S^2 \quad (\text{A.1})$$

où le facteur S est donné par l'équation (A.2) ou l'équation (A.3)

$$S = \sqrt{V_{p1}^2 + V_{p2}^2 + V_{p3}^2} \quad (\text{A.2})$$

$$S = \sqrt{10^{\frac{V_{p1}|_{\text{dB}} - 120}{10}} + 10^{\frac{V_{p2}|_{\text{dB}} - 120}{10}} + 10^{\frac{V_{p3}|_{\text{dB}} - 120}{10}}} \quad (\text{A.3})$$

et où

V_{p1} , V_{p2} , V_{p3} sont les mesurages de tension à partir de trois positions de l'EUT;
 S est la racine carrée de la somme des tensions mesurées au carré;

- $k_0 = \frac{2\pi}{\lambda}$ est le nombre d'ondes;
- $\eta_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \approx 120\pi\Omega \approx 377\Omega$ est l'impédance d'onde en espace libre;
- Z_c est l'impédance caractéristique du guide d'onde TEM en Ω (typiquement 50Ω);
- e_{0y} est le facteur de champ du mode TEM: la composante y normalisée du champ électrique à l'emplacement de l'EUT (pour l'équation (A.1): $(x = 0, y, z)$).

Pour certains EUT, il peut être nécessaire de soumettre trois orientations orthogonales à l'essai à chacune des quatre orientations de départ (orientations de départ 65, 45, 15 et 35 de la Figure A.4) pour un total de 12 orientations canoniques. Le mesurage de tension maximale et les mesurages de tension réalisés à partir des deux orientations orthogonales correspondantes sont ensuite utilisés dans la méthode habituelle à trois orientations [29].

A.3.2.3.3 Détermination du facteur de champ

- a) L'algorithme décrit ici exige la composante y primaire du champ électrique du mode TEM. Les modes de champ d'ordre supérieur ne sont pas directement couplés à la tension au niveau de l'accès. Le facteur de champ e_{0y} est la composante y normalisée du champ électrique du mode TEM à un emplacement d'essai donné de l'EUT. Deux procédures sont possibles pour déduire le facteur de champ e_{0y} , comme indiqué ci-dessous.

Le facteur de champ e_{0y} pour chaque type et taille de guide d'onde TEM spécifiques doit être fourni par le fabricant.

- b) Procédure expérimentale

Le facteur de champ peut être déterminé de manière expérimentale par un mesurage de la composante y du champ électrique E_y en V/m (pour une cellule vide) à l'emplacement (x, y, z) du centre de l'EUT avec une puissance d'entrée connue P_i en watts selon l'équation (A.4)

$$e_{0y} = \frac{E_y(x, y)}{\sqrt{P_i}} \quad (\text{A.4})$$

- c) Procédure analytique

Pour une cellule TEM de section rectangulaire tel qu'illustrée en [60], une valeur approchée analytique de la composante de mode TEM normalisée peut être obtenue avec l'équation (A.5)

$$e_{0y} = \frac{4}{a} \sqrt{Z_c} \cdot \sum_{m=1,3,5,\dots}^{\infty} \left(\frac{\cosh(M \cdot y)}{\sinh(M \cdot h)} \cdot \cos(M \cdot x) \cdot \sin\left(M \cdot \frac{a}{2}\right) \cdot J_0(M \cdot g) \right) \quad (\text{A.5})$$

où

$$M = m \frac{\pi}{a}, m = 1, 3, 5, \dots, \infty;$$

a est la largeur de cellule (voir Figure D.7 à Figure D.11 à l'Article D.8) à l'emplacement z ;

h est la hauteur du septum à l'emplacement z ;

g est la largeur d'espacement à l'emplacement z ;

x, y, z est l'emplacement du centre de l'EUT;

J_0 est la fonction Bessel d'ordre zéro.

Il n'est nécessaire de prendre en compte que quelques termes de cette série pour une approximation correcte de e_{0y} . Les résultats du facteur de champ pour différentes géométries sont donnés en [43].

A.3.2.4 Corrélation avec un OATS

Les émissions de l'EUT sur un OATS sont simulées sur la base de l'hypothèse selon laquelle la puissance totale rayonnée de l'EUT, telle qu'elle est estimée par les essais de guides d'onde TEM, est la même que celle émise par un dipôle (qui remplace l'EUT) sur un demi-espace théorique parfaitement conducteur.

Les équations relatives aux champs qui proviennent d'un dipôle sont bien connues, et le plan de sol théorique est pris en compte par l'introduction d'un dipôle image. Les champs sont calculés sur le balayage en hauteur équivalent de l'antenne de réception, comme cela est exigé par la méthode en OATS. Le signal maximal reçu simulé pour deux polarisations (horizontale et verticale) donne alors l'amplitude de champ maximale estimée E_{\max} . Avec le facteur de géométrie g_{\max} déterminé par le balayage en hauteur du dipôle de réception, E_{\max} est donné par l'équation (A.6) et l'équation (A.7)

$$E_{\max} = g_{\max} \cdot \sqrt{\frac{3\eta_0}{4\pi} P_0} \quad (\text{A.6})$$

$$E_{\max} = g_{\max} \cdot \frac{\eta_0 k_0}{2\pi \cdot e_{0y}} \cdot \frac{S}{\sqrt{Z_c}} \quad (\text{A.7})$$

où

S est la racine carrée de la somme des tensions mesurées au carré, définie par l'équation (A.2);

$k_0 = \frac{2\pi}{\lambda}$ est le nombre d'ondes;

$\eta_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \approx 120\pi \Omega \approx 377 \Omega$ est l'impédance en espace libre;

Z_c est l'impédance caractéristique du guide d'onde TEM en Ω (typiquement 50Ω);

e_{0y} est le facteur de champ du mode TEM: la composante y normalisée du champ électrique à l'emplacement de l'EUT (pour l'équation (A.1): $(x = 0, y, z)$);

et g_{\max} est conforme à l'équation (A.8)

$$g_{\max} = \begin{cases} \left| \frac{e^{-jk_0 r_1}}{r_1} - \frac{e^{-jk_0 r_2}}{r_2} \right|_{\max} = & \text{Polarisation horizontale} \\ \left| \frac{1}{r_1 r_2} \left[r_2^2 + r_1^2 - 2r_1 r_2 \cos(k_0 (r_2 - r_1)) \right]^{1/2} \right|_{\max} & \\ \left| \frac{s^2 e^{-jk_0 r_1}}{r_1^2 r_1} + \frac{s^2 e^{-jk_0 r_2}}{r_2^2 r_2} \right|_{\max} = & \text{Polarisation verticale} \\ \left| \frac{s^2}{r_1^3 r_2^3} \left[r_2^6 + r_1^6 + 2r_1^3 r_2^3 \cos(k_0 (r_2 - r_1)) \right]^{1/2} \right|_{\max} & \end{cases} \quad (\text{A.8})$$

avec les paramètres suivants comme le représente la Figure A.5 (voir A.7):

où

$r_1 = \sqrt{s^2 + (R_H - h_g)^2}$ est la distance entre le dipôle source et le dipôle de réception;

$r_2 = \sqrt{s^2 + (R_H + h_g)^2}$ est la distance entre le dipôle image et le dipôle de réception;

s est la distance horizontale entre le dipôle de réception et le dipôle source comme indiqué dans les normes. Normalement, cette valeur est de 30 m, 10 m ou 3 m;

h_g est la hauteur de l'EUT au-dessus du plan de sol;

R_H est la hauteur du dipôle de réception au-dessus du plan de sol.

En principe, ce paramètre varie sur une plage comprise entre 1 m et 4 m.

Le champ électrique maximal en espace libre, en zone lointaine à une distance r est donné

par $E_{\max} = \frac{1}{r} \sqrt{\frac{\eta_0}{4\pi} D_{\max} P_0}$, où D_{\max} est la directivité maximale de l'antenne. L'équation (A.6)

est issue du réglage de D_{\max} à 3 et de la prise en compte de l'antenne d'image, ainsi que de la distance r par l'intermédiaire du facteur de géométrie. La valeur $D_{\max} = 3$ est une limite supérieure pour une petite antenne d'un point de vue électrique et provient de la présence d'un dipôle électrique et d'un dipôle magnétique tous les deux orientés, et avec une phase permettant d'obtenir une directivité maximale. Pour un dipôle électrique ou magnétique seul $D_{\max} = 1,5$. Il s'agit du cas le plus probable pour un radiateur involontaire dans la mesure où il convient qu'un seul type de source soit dominant. Dans ce sens, l'équation (A.5) peut être considérée comme le "cas le plus défavorable".

Généralement, la directivité D est donnée soit par une valeur hypothétique, soit par une valeur connue *a priori*, soit par la directivité mesurée de l'EUT. L'algorithme de corrélation de guide d'onde TEM à un accès a toujours comme hypothèse une estimation du "cas le plus défavorable" fondée sur a) la puissance totale rayonnée sur le volume ou le cône de balayage OATS et b) le choix implicite de directivité du cas le plus défavorable. Pour une comparaison avec d'autres méthodes de mesure d'émissions de puissance totale rayonnée (des chambres réverbérantes, par exemple), des directivités de $D = 1,5$ ou $D = 1,7$ peuvent être utilisées. Pour les besoins du présent document, une directivité d'EUT de petite taille du "cas le plus défavorable" avec $D = 3$ est utilisée.

Cette méthode de corrélation est valable pour les EUT de petite taille comme défini en 6.2.

NOTE Pour les classes de produits avec approximativement les mêmes tailles (facteur de forme) et fonctionnalité, une comparaison complète du guide d'onde TEM avec l'OATS est réalisée à l'aide d'un produit représentatif de cette classe. Cette comparaison forme une référence, de telle sorte que seuls les essais de guide d'onde TEM sont nécessaires pour d'autres produits dans cette classe spécifique de produit.

Une autre méthode de corrélation concerne les résultats de mesure de guide d'onde TEM en fonction des niveaux d'amplitude du champ en espace libre. Pour le cas de l'espace libre (ou d'une chambre complètement anéchoïque équivalente), les termes de la réflexion due au plan de sol (indice 2 dans l'équation (A.8)) sont omis.

En variante, E_{\max} peut être exprimé en dB(μ V/m) comme l'équation (A.9)

$$E_{\max} = 20 \lg \left(\frac{g_{\max}}{\text{m}^{-1}} \right) + 10 \lg \left(\frac{P_0}{1 \text{ W}} \right) + 139,5 \quad (\text{A.9})$$

Le facteur $20 \cdot \lg(g_{\max} \cdot 1 \text{ m})$ peut être calculé avec chaque mesure ou être interpolé à partir des tableaux de référence précalculés pour les géométries normalisées.

E_{\max} peut également être exprimé en fonction des tensions mesurées. L'insertion de R_0 à partir de l'équation (A.1), et de S à partir de l'équation (A.2) dans l'équation (A.6) et la conversion en dB($\mu\text{V}/\text{m}$) conduit à l'équation (A.10)

$$E_{\max} = 20 \lg\left(\frac{g_{\max}}{\text{m}^{-1}}\right) + 20 \lg\left(\frac{\eta_0 k_0}{2\pi \cdot \epsilon_{0y} \cdot \sqrt{\Omega}}\right) + 10 \lg\left(\frac{S^2}{Z_c \cdot 1 \text{ W}}\right) + 120 \quad (\text{A.10})$$

A.4 Facteurs de correction des mesures d'émission

A.4.1 Sources d'émission de référence

Les facteurs de correction peuvent être déterminés au moyen d'un jeu de sources d'émission de référence avec des réponses en émission bien caractérisées selon la méthode OATS. Les sources de référence sont choisies sur la base des types d'EUT qui sont soumis à l'essai dans le guide d'onde TEM. Les cinq types suivants de sources de référence sont recommandés pour représenter des applications CEM générales. Ils représentent des variantes d'équipements de table comme définis dans la CISPR 32 [68].

- a) Un générateur de peigne alimenté par batterie avec une antenne à large bande, qui est un exemple d'EUT de petite taille. Il convient que la dimension la plus importante du générateur de peigne soit inférieure à $0,1 h$, où h est l'espacement entre conducteurs. Si aucun générateur de peigne du marché ne satisfait à l'exigence de taille, un générateur de peigne dont la taille peut atteindre jusqu'à $0,35 h$ peut être utilisé. Dans ce cas, la taille et le type du générateur de peigne utilisé et la taille régulièrement autorisée ($0,1 h$), sont indiqués dans le même article du protocole d'essai et comportent un marquage spécial. Il convient que l'enveloppe de l'EUT soit inférieure à une longueur d'onde à la fréquence la plus élevée vérifiée par essai (voir 6.2).
- b) Un générateur de peigne alimenté par batterie avec un fil fixé, qui est un exemple d'EUT de grande taille sans câbles de sortie (voir 6.3). Il convient que le fil fixé s'étende jusqu'au bord du volume d'essai utilisable, tout en restant à l'intérieur de celui-ci.
- c) Un générateur de peigne alimenté par batterie avec un câble de sortie fixé, qui est un exemple d'EUT de grande taille avec câbles de sortie. Le fil fixé s'étend jusqu'à une pince de ferrite et la traverse.
- d) Une enveloppe de 480 mm montée sur châssis avec générateur de peigne incorporé, avec au moins deux câbles de sortie, prévue pour être un exemple d'EUT de grande taille avec câbles de sortie.
- e) Un EUT avec l'un des facteurs de forme indiqués de a) à d), avec une source intégrée de bruit à large bande (plutôt qu'un générateur de peigne).

Pour les exemples a) à d), il convient que le générateur de peigne produise des raies spectrales tous les 10 MHz ou moins sur toute la plage de fréquences concernée. Pour l'exemple e), il convient que la source à large bande couvre toute la plage de fréquences concernée.

Il convient que le spectre de sortie soit stable avec des variations inférieures à 1 dB pendant la durée de l'essai.

NOTE Si la plus grande dimension de la source est inférieure à $0,1 h$, une perturbation minimale du mode TEM peut être prise pour hypothèse.

Pour les fabricants de guides d'onde TEM de types et de tailles spécifiques, il est recommandé de mesurer les émissions en utilisant les exemples d'EUT dans quatre guides d'onde TEM ou plus, de même type et de même taille, et quatre, voire davantage, OATS différents. Les résultats sont valables pour tous les guides d'onde TEM de même type et de même taille. Il convient

d'utiliser un montage identique d'EUT, avec fonction de détection et de réception, temps de palier et largeur de bande également identiques, à toutes les fréquences et sur chaque emplacement d'essai. Il convient d'appliquer l'algorithme de corrélation à trois orientations, pour convertir les tensions mesurées avec le guide d'onde TEM en valeurs d'amplitude de champ OATS.

A.4.2 Installation des EUT de petite taille

Les essais sont réalisés dans un guide d'onde TEM avec application d'une séquence d'essais spécifique avec comme exemple un EUT de petite taille. L'EUT est placé au centre du volume d'essai, par exemple sur un support du montage d'essai, et il est tourné autour de l'orthoaxe selon un minimum de trois orientations orthogonales (voir la Figure A.1 et la Figure A.2 à l'Article A.7). Dans certains cas, l'utilisation d'un cube non conducteur pour envelopper l'EUT fixé, ou l'utilisation d'un manipulateur, peut faciliter les rotations.

A.4.3 Calcul du facteur de correction pour les EUT de petite taille

Dans le cas de l'exemple d'un EUT de petite taille, un facteur de correction statistique a été identifié pour améliorer l'accord entre amplitudes de champ en OATS et en guide d'onde TEM, obtenu par algorithme de corrélation à trois orientations.

Le mesurage d'émission dans les guides d'onde TEM est fondé sur la méthode de puissance totale rayonnée. Par conséquent, toutes les orientations possibles sont examinées. Lorsque les données OATS sont comparées aux mesurages en guide d'onde TEM, il convient que l'opérateur choisisse l'orientation de l'EUT sur l'OATS avec l'émission maximale.

Le calcul du facteur de correction est fondé sur les différences de l'écart moyen et de l'écart type, à la fois pour les amplitudes de champ corrélées des guides d'onde TEM et pour celles mesurées avec la méthode OATS, à chaque fréquence. Un facteur de correction du diagramme de rayonnement complémentaire a également été identifié pour améliorer l'accord entre les résultats du guide d'onde TEM et de l'OATS pour l'EUT de petite taille. Le facteur de correction c_f à chaque fréquence f est calculé à l'aide de l'équation (A.11)

$$c_f = \bar{x}_f - d_{s,f} - t \tag{A.11}$$

où

\bar{x}_f est la différence moyenne entre les résultats d'amplitude des champs en guide d'onde TEM et en OATS;

$d_{s,f}$ est la différence des écarts types des valeurs lues multiples en guide d'onde TEM et en OATS selon l'équation (A.13);

t est le facteur d'incertitude du diagramme de rayonnement selon l'équation (A.19).

Un EUT de petite taille peut ne pas avoir de diagramme de rayonnement omnidirectionnel. Il convient que le facteur t dans l'équation (A.11) tienne compte de cette différence. Les mesurages sur différents OATS et dans différents guides d'onde TEM peuvent également donner lieu à des écarts. Ce phénomène est pris en compte par $d_{s,f}$ dans l'équation (A.11). L'ordre d'amplitude typique de t et $d_{s,f}$ est de 1 dB.

La différence des moyennes des résultats d'amplitude de champ à chaque fréquence est donnée par l'équation (A.12)

$$\bar{x}_f = \left(\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n g_{i,f} - \frac{1}{m} \sum_{k=1}^m o_{k,f} \right) \tag{A.12}$$

où

- $g_{i,f}$ est l'amplitude de champ électrique de guide d'onde TEM corrélée avec l'espace libre (selon A.3.2.4);
- $i = 1 \dots n$ n est le nombre de mesurages dans les guides d'onde TEM;
- $o_{k,f}$ is the OATS electric field strength;
- $k = 1 \dots m$ m est le nombre de mesurages OATS;
- f is the frequency;
- $g_{i,f}$ sont les résultats d'amplitude de champ corrélée des mesurages $i = 1 \dots n$ avec un ou plusieurs guides d'onde TEM de type et de taille spécifiques; et
- $O_{k,f,k,f}$ constituent les résultats des mesurages de $k = 1 \dots m$ en utilisant un ou plusieurs OATS différents.

NOTE 1 Les grandeurs $g_{i,f}$ et $o_{k,f}$ suivent une distribution log-normale et l'équation (A.12) peut par conséquent être exprimée selon une échelle logarithmique.

La différence des écarts types des valeurs lues multiples du guide d'onde TEM et de l'OATS est donnée par l'équation (A.13)

$$d_{s,f} = s_{\text{TEM},f} - s_{\text{OATS},f} \quad (\text{A.13})$$

Dans le cas présent, $s_{\text{TEM},f}$ est l'écart type des valeurs multiples d'amplitudes du champ du guide d'onde TEM, donné par l'équation (A.14)

$$s_{\text{TEM},f} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (g_{i,f} - \bar{g}_f)^2}{n-1}} \quad (\text{A.14})$$

et $s_{\text{OATS},f}$ est l'écart type des résultats d'un ou de plusieurs OATS, donné par l'équation (A.15)

$$s_{\text{OATS},f} = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^m (o_{k,f} - \bar{o}_f)^2}{m-1}} \quad (\text{A.15})$$

Dans ces équations d'écart type, la moyenne des niveaux de chaque guide d'onde TEM et de chaque OATS est donnée par l'équation (A.16) et l'équation (A.17)

$$\bar{g}_f = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n g_{i,f}, \text{ pour le guide d'onde TEM} \quad (\text{A.16})$$

$$\bar{o}_f = \frac{1}{m} \sum_{k=1}^m o_{k,f}, \text{ pour l'OATS} \quad (\text{A.17})$$

Si le guide d'onde TEM est unique ($n=1$), par exemple construit pour une utilisation expérimentale dans un seul laboratoire, alors $s_{\text{TEM},f}=0$ pour la détermination du facteur de correction de ce guide d'onde spécifique. Par conséquent, les résultats issus d'un guide d'onde

TEM unique ne peuvent pas être utilisés pour la validation d'autres guides d'onde TEM, même de type et de taille identiques.

Pour chaque guide d'onde TEM spécifique, le facteur d'incertitude du diagramme de rayonnement t est déduit d'une série d'essais de corrélation à trois positions effectués à partir de huit positions de départ, par exemple 0° , 45° , 90° , 135° , 180° , 225° , 270° et 315° . Par exemple, pour la position de départ 65 de la Figure A.4 ($xx'yy'zz'$) (voir l'Article A.7), l'EUT subit une rotation selon ces angles autour de l'axe y . À chaque position de départ, la méthode de corrélation à trois positions est utilisée pour produire, par addition, une série de huit valeurs d'amplitude de champ corrélées désignées E_α ($8 \times 3 = 24$ valeurs lues de tension). \bar{E}_α est la valeur moyenne de l'amplitude du champ électrique, spécifiquement, $\bar{E}_{0^\circ} = (E_{0^\circ} + E_{90^\circ})/2$, ..., $\bar{E}_{225^\circ} = (E_{225^\circ} + E_{315^\circ})/2$. Une amplitude de champ maximale, $E_{\alpha,\max}$, est obtenue comme l'amplitude de champ la plus élevée pour chaque paire de valeurs séparées de 90° . Spécifiquement,

$$E_{0^\circ,\max} = \max(E_{0^\circ} + E_{90^\circ}), \dots, E_{225^\circ,\max} = \max(E_{225^\circ} + E_{315^\circ})$$

Un facteur d'écart type est calculé à l'aide de l'équation (A.18).

$$t_{90^\circ,f} = \sqrt{\frac{\sum_{\alpha=0^\circ \cap 90^\circ}^{225^\circ \cap 315^\circ} (E_{\alpha,\max} - \bar{E}_\alpha)^2}{l-1}} \quad (\text{A.18})$$

où l est le nombre de positions de départ (huit dans l'exemple ci-dessus).

Le facteur d'incertitude final du diagramme de rayonnement t est obtenu comme la moyenne de ces positions selon l'équation (A.19)

$$t = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (t_{90^\circ,f}) \quad (\text{A.19})$$

NOTE 2 Une alternative au facteur t peut être la méthode à six positions [42] ou la méthode à douze positions [55]. L'aspect important est que la valeur de puissance maximale rayonnée est capturée. Des données de comparaison sont représentées en [28] et [29].

A.5 Procédures de mesure des émissions dans les guides d'onde TEM

A.5.1 Type d'EUT

A.5.1.1 EUT de petite taille

Un EUT de petite taille doit être soumis à l'essai avec deux orientations de départ dans un guide d'onde TEM. La première orientation de départ est arbitraire, tandis que la seconde correspond à la première orientation de départ après rotation comme représenté à la Figure A.4 (voir l'Article A.7). Les rotations applicables de l'EUT, selon l'algorithme de corrélation, sont effectuées pour chaque orientation de départ. Par exemple, la méthode à trois orientations de A.3.2.3.2 exige que trois orientations soient soumises à l'essai. Cette procédure doit être réalisée avec les orientations de départ 65 et 15 ou 45 et 35 de la Figure A.4 (un total de $2 \times 3 = 6$ orientations). L'amplitude de champ corrélée la plus élevée de ces deux jeux de données doit être notée à chaque fréquence.

NOTE La plage de fréquences est déterminée par la limite d'émission applicable ou l'objectif d'essai, généralement 30 MHz à 1 GHz pour des EUT de petite taille. La plage de fréquences utilisable est déterminée par les essais de vérification du mode TEM (voir 5.2.2).

A.5.1.2 EUT de grande taille

Les EUT de grande taille peuvent être soumis à l'essai selon douze orientations, décrites à la Figure A.4 (voir l'Article A.7). Pour chaque orientation de l'EUT, les câbles de sortie doivent être alignés aussi proches que possible avec la composante primaire du champ électrique en mode TEM (l'axe y de la Figure D.7, par exemple. Voir l'Article D.8) tant que la paroi extérieure n'a pas été atteinte. Les câbles doivent alors être acheminés le long de la paroi extérieure jusqu'au point de sortie. Les câbles d'interconnexion doivent être disposés de manière cohérente en fonction de l'usage normal de l'EUT.

La tension maximale reçue dans les douze orientations doit être déterminée et convertie en amplitude de champ électrique $E_{\max,TL}$ selon l'équation (A.20) avec un facteur d'antenne équivalent pour le guide d'onde TEM $F_{a,TL}$ indiqué par l'équation (A.21)

$$E_{\max,TL} = V_{\max} \cdot F_{a,TL} \quad (\text{A.20})$$

$$F_{a,TL} = \frac{\eta_0}{Z_c} \frac{h}{r_{TL}} \frac{1}{\lambda} \quad (\text{A.21})$$

où r_{TL} est la distance entre l'accès de mesure du guide d'onde TEM et la position de l'EUT.

Cette amplitude de champ électrique maximale du guide d'onde TEM peut être comparée aux limites d'émission OATS E_{\max} (voir l'Article A.1) par sa normalisation en fonction de la distance de séparation d'essai de l'OATS s selon l'équation (A.22)

$$E_{\max} = E_{\max,TL} \cdot 2 \cdot \frac{r_{TL}}{s} \quad (\text{A.22})$$

A.5.2 Montage de l'EUT

Les informations suivantes sont données à titre de recommandation.

L'EUT est placé au centre du volume d'essai utilisable (voir 5.2.2) sur un manipulateur (voir 3.1.13, et la Figure A.1, la Figure A.2b) et la Figure A.2c) à l'Article A.7) ou sur un support de montage d'essai (voir 3.1.24).

Il convient de fixer les EUT sans câbles au centre de rotation du manipulateur. Le manipulateur permet de soumettre l'EUT à une rotation autour de son centre électrique (qui peut être par hypothèse identique au centre géométrique de l'EUT).

Pour les EUT avec câble(s), l'acheminement de câbles suivant s'applique. Il convient que les câbles longs soient disposés en faisceaux selon les exigences énoncées au 6.4 et 7.5.4 de la CISPR 16-2-3:2016 et la CISPR 16-2-3:2016/AMD1:2019 [67]. Il convient que l'acheminement du ou des câbles d'interconnexion soit perpendiculaire à chaque boîtier. Pour obtenir des résultats de mesure reproductibles, il convient de ne pas modifier les positions relatives du ou des câbles d'interconnexion et de l'EUT au cours de l'algorithme de corrélation à trois orientations. Si le ou les câbles sont trop longs, le ou les câbles d'interconnexion peuvent être disposés en faisceau selon 6.4 de la CISPR 16-2-3:2016 et la CISPR 16-2-3:2016/AMD1:2019[67].

Il convient d'acheminer le ou les câbles de sortie perpendiculairement à chaque enveloppe de l'EUT à la limite du volume d'essai utilisable. Le câble est ensuite posé le long de la limite du volume d'essai utilisable jusqu'au coin à l'orthoangle, et au bord inférieur du volume d'essai

(Figure A.1). Il convient d'acheminer le ou les câbles de sortie le long de l'orthoaxe au moyen d'un positionneur comme représenté à la Figure A.2b). Il convient de maintenir la position des câbles, par exemple, par des pinces non-conductrices. Le ou les câbles de sortie sont acheminés entre le coin inférieur du volume d'essai utilisable à l'orthoangle, et la ou les pinces absorbantes au niveau du plan de sol du guide d'onde TEM. Il convient que les câbles multiples soient séparés d'approximativement 100 mm. Au niveau du plan de sol du guide d'onde TEM, chaque câble est terminé par des pinces absorbantes séparées ou par des ferrites à pince (voir [1]). Il convient que la perte d'insertion de la pince (ou de la ferrite à pince) soit supérieure à 15 dB pour la plage de fréquences comprise entre 30 MHz et 1 000 MHz. Il convient que le câble de connexion ne touche pas le conducteur intérieur ou extérieur du guide d'onde TEM, avant que le câble ne soit terminé par la pince absorbante ou la ferrite à pince. Une longueur de câble de 1,3 m au plus précède l'emplacement de la pince. Si le câble est d'une longueur inférieure à 1,3 m, alors le câble en entier se situe en amont de l'emplacement de la pince. Si le câble a une longueur supérieure à 1,3 m, il convient alors qu'au moins 1,3 m de câble se situe en amont de l'emplacement de la pince (voir la Figure A.1). Les câbles de sortie sont acheminés entre les pinces absorbantes et les connecteurs sur le plancher ou sur la paroi, et ensuite connectés au matériel associé à l'extérieur du guide d'onde TEM.

A.6 Rapport d'essai

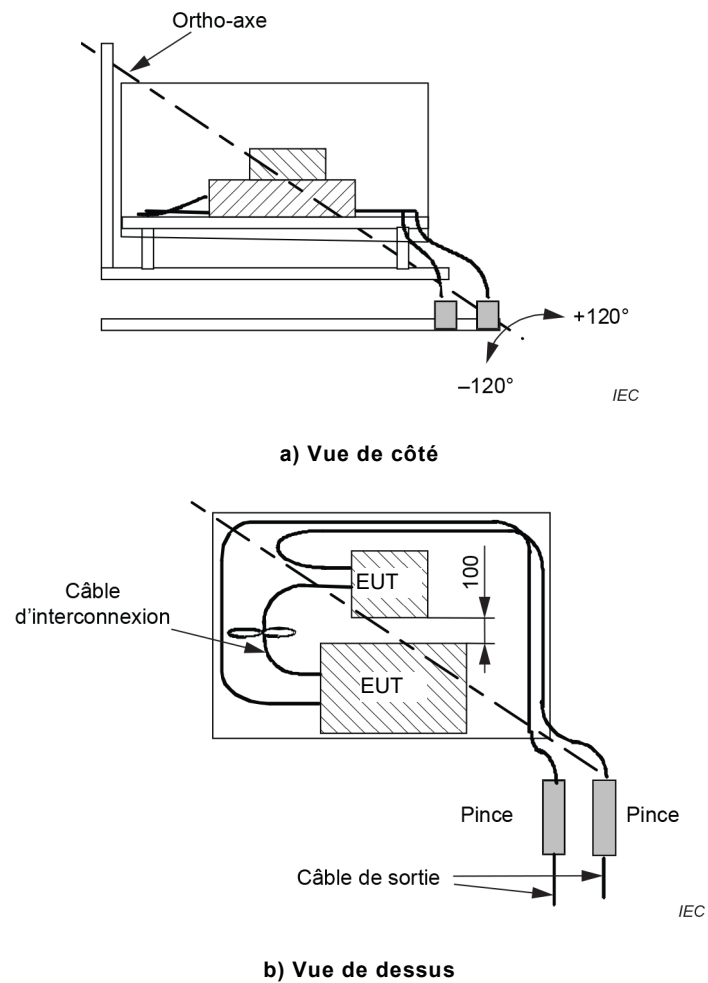
Le rapport d'essai doit inclure à la fois les résultats d'amplitude de champ corrigés (E) et non corrigés (E_{\max}) tels que déterminés selon l'équation (A.23)

$$E = E_{\max} - c_f \quad (\text{A.23})$$

avec E_{\max} en V/m de l'équation (A.6) et c_f en V/m de l'équation (A.11) ou avec l'équation (A.24) (en dB)

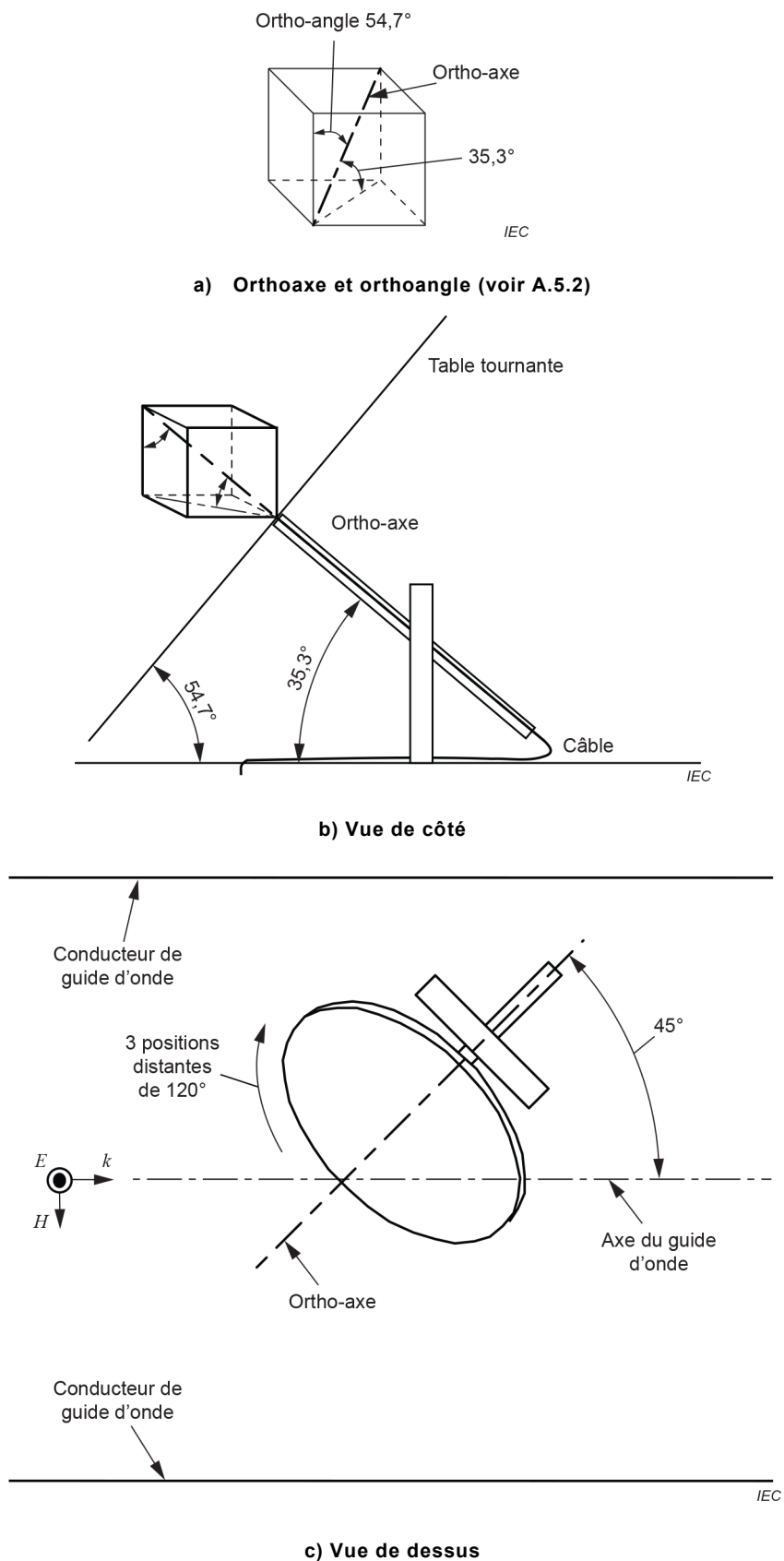
$$E|_{\text{dB}} = E_{\max}|_{\text{dB}} - 20 \lg \left(\frac{c_f}{1 \text{ V/m}} \right) - 120 \quad (\text{A.24})$$

avec $E_{\max}|_{\text{dB}}$ en dB($\mu\text{V/m}$) de l'équation (A.9) et c_f en V/m de l'équation (A.11).

A.7 Figures de l'Annex A

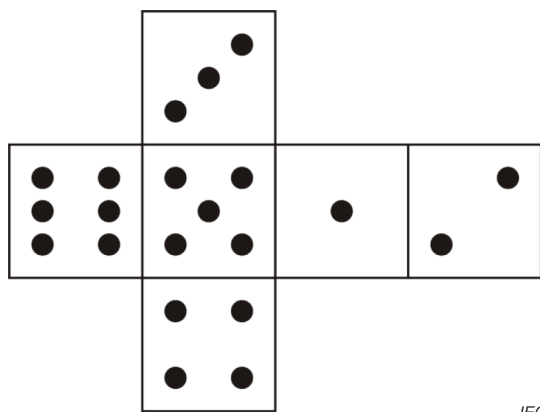
La longueur du câble de connexion entre le boîtier de l'EUT et la terminaison doit être d'environ 1,3 m.

Figure A.1 – Acheminement du câble de sortie vers le coin à l'orthoangle et le bord inférieur du volume d'essai dans un guide d'onde TEM (voir A.5.2)



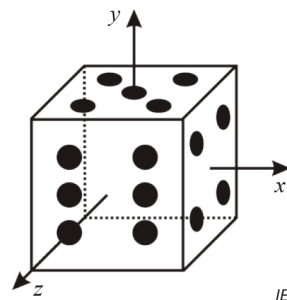
NOTE De manière analogue au montage de la Figure A.1, ce positionneur donne trois positions orthogonales au moyen de trois rotations de 120° autour de l'orthoaxe.

Figure A.2 – Positionneur EUT d'orthoaxe ou manipulateur de base (voir 3.1.13, A.4.2, A.5.1.2, A.5.2)



IEC

a) Réseau de puces pour l'EUT



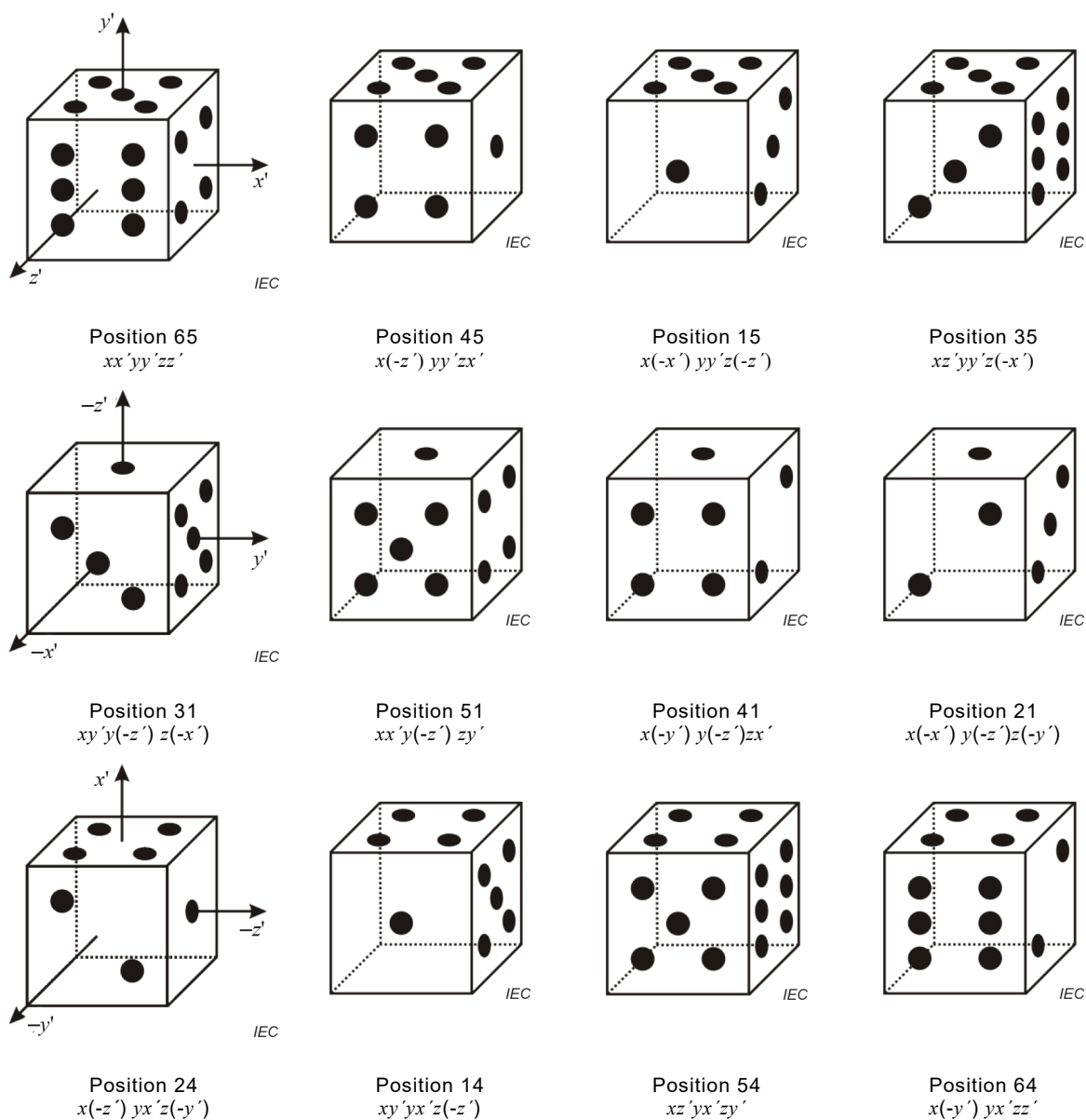
IEC

b) Alignement de l'axe en position 65

NOTE 1 Les axes x , y , z représentent les axes de coordonnées du guide d'onde TEM, où z est le sens de propagation et où la composante de champ primaire est polarisée le long de l'axe y . Chaque position d'EUT est composée de deux nombres: le nombre dans la direction z positive, et le nombre dans la direction y positive. Par conséquent, la Figure A.3b) présente l'EUT dans la position 65 comme indiqué à la Figure A.4.

NOTE 2 Pour la plupart des EUT, la position 65 est redondante avec la position 62. En règle générale, chaque position comporte une position redondante pour laquelle la somme des seconds chiffres du nom de position est égale à sept (par exemple, 46 et 41, 64 et 63).

Figure A.3 – Modèle de puce et alignement de l'axe d'un EUT [26] (voir A.3.2.3.2)

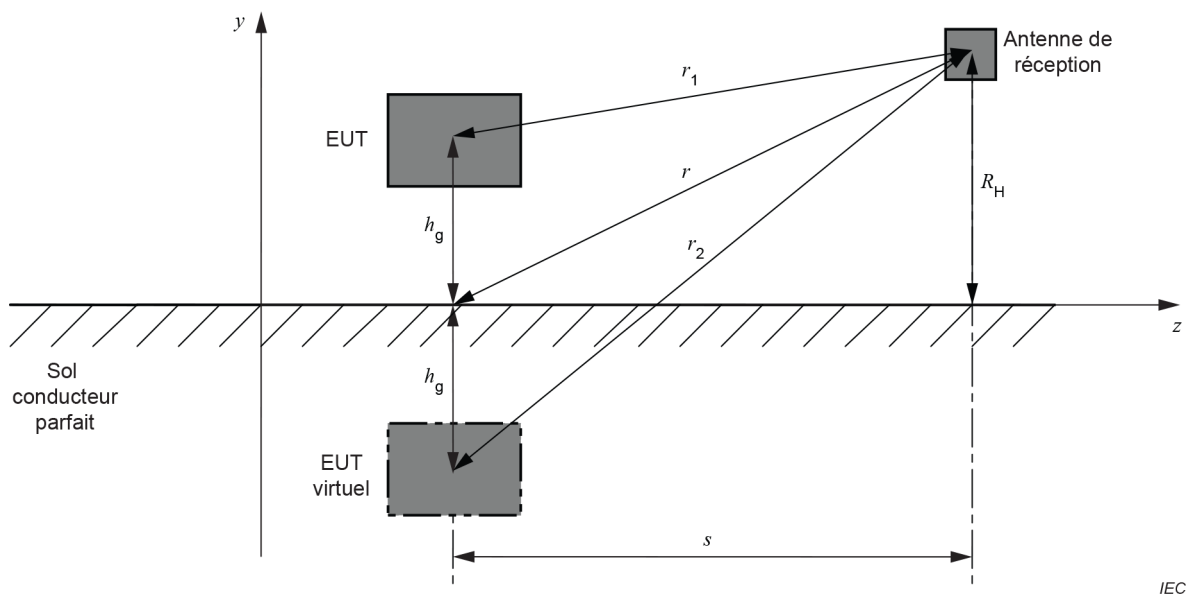


NOTE 1 Dans cette figure, x, y, z sont les axes de coordonnées du guide d'onde TEM, x', y', z' sont les axes de coordonnées de l'EUT et le champ est polarisé long de l'axe y et se propage le long de l'axe z . Le centre virtuel (ou géométrique ou de phase) de l'EUT reste dans la même position par rapport aux conducteurs du guide d'onde TEM.

NOTE 2 Ces douze positions peuvent être obtenues par rotation de l'EUT trois fois de -90° autour de l'axe y du guide d'onde TEM (65, 45 15, 35), puis par inclinaison de l'EUT de -90° autour de l'axe z du guide d'onde TEM. Trois autres rotations autour de l'axe y (31, 51, 41, 21), suivies d'une autre inclinaison autour de l'axe z , et les trois dernières rotations autour de l'axe y (24, 14, 54, 64) donnent les douze positions de mesure non redondantes exigées.

NOTE 3 Les triplets (65, 41, 24), (45, 21, 14), (15, 31, 54) et (35, 51, 64) forment un ensemble de trois orientations orthogonales qui peuvent être utilisées pour l'algorithme de corrélation à trois orientations. De même, dans un essai d'immunité, les huit faces minimales sont données, par exemple, par les deux jeux de quatre orientations (24, 14 54, 64) et (65, 45, 15, 35) dans les première et troisième lignes de cette figure.

Figure A.4 – Orientations non redondantes à douze faces/axes pour un EUT typique [26] (voir A.3.2.3.2)



NOTE L'axe z est horizontal comme le plan de sol et il est aligné avec la direction de propagation. Cette disposition est cohérente avec le système de coordonnées des guides d'onde TEM, où l'axe z est parallèle au conducteur et aligné avec la direction de propagation.

Figure A.5 – Géométrie de mesures des émissions dans l'emplacement d'essai ouvert (OATS) (voir A.3.2.4)

Annex B (normative)

Essais d'immunité dans les guides d'onde TEM

B.1 Aperçu

L'Annex B décrit les essais d'immunité dans les guides d'onde TEM. L'intention est de permettre les essais d'immunité des matériels électriques et électroniques à un champ électromagnétique incident.

L'essai est réalisé avec une disposition spécifique de l'EUT. Cette disposition exige que le montage d'essai et les limites ou niveaux d'essai soient définis par des normes de produits ou de familles de produits spécifiques.

B.2 Matériel d'essai

B.2.1 Généralités

Les types de matériel d'essai suivants sont recommandés:

- a) guide d'onde TEM: d'une taille appropriée pour maintenir un champ uniforme de dimensions suffisantes pour contenir les EUT prévus;
- b) filtres contre les perturbations électromagnétiques;
- c) générateur(s) de signaux à fréquences radioélectriques: il est souvent utile de contrôler la puissance incidente et réfléchiée dans le guide d'onde TEM lors de l'établissement des niveaux de champ. Un coupleur directif accompagné d'un voltmètre ou wattmètre RF permet de mesurer la puissance réelle incidente vers un guide d'onde TEM (par opposition à la puissance nominale du générateur de signaux RF). Les deux doivent couvrir la largeur de bande prévue;
- d) amplificateurs de puissance;
- e) capteurs de champ, capables de surveiller séparément le champ électrique le long des trois axes orthogonaux. Les circuits de tête de sonde et le système optoélectronique doivent avoir une immunité appropriée à l'amplitude de champ à mesurer et une liaison à fibres optiques vers l'indicateur à l'extérieur du guide d'onde TEM. Une ligne de signal correctement filtrée peut également être utilisée. Les guides d'onde TEM exigent une sonde de champ qui permet de mesurer le champ électrique de manière individuelle le long des trois axes orthogonaux. Si une petite antenne à un seul axe est utilisée, elle doit être repositionnée pour mesurer chaque composante de champ séparément;
- f) matériels associés pour enregistrer les niveaux de puissance.

B.2.2 Description de l'installation d'essai

Pour les guides d'onde TEM, le mode TEM est équivalent à une onde plane incidente à des fins d'essais d'immunité. Alors qu'une onde plane théorique est invariante sur tout front à phase constante, les champs de mode TEM varient, dans une ligne de transmission, sur un front à phase constante conformément aux caractéristiques de la géométrie de la section. Les méthodes en chambre anéchoïque et avec guide d'onde TEM sont toutes deux fondées sur une distribution de champ d'onde plane avant insertion de l'EUT. Un diagramme de champ en mode TEM est plus proche de la polarisation verticale dans une chambre anéchoïque, alors que dans une chambre, le diagramme de champ en polarisation horizontale est plus sujet aux distorsions provoquées par les réflexions du plan de sol.

NOTE Une cellule TEM se comporte elle-même comme une cage de Faraday. Les lignes ouvertes se trouvent en général dans une cage de Faraday de plus grande dimension pour assurer l'isolation. Un matériau d'absorption peut être utilisé dans une enveloppe de plus grande dimension pour améliorer l'uniformité du champ.

B.3 Étalonnage de la zone d'uniformité du champ

Les zones qui ne figurent pas dans le Tableau B.1 doivent être étalonnées en utilisant un nombre de grilles défini par la plus petite grille de 0,5 m qui contient intégralement la zone proposée. L'espacement de grille doit être uniforme le long de chaque côté. Dans le montage d'essai, la face de l'EUT doit être éclairée de manière coïncidente avec ce plan (voir la Figure B.2 à l'Article B.8).

Tableau B.1 – Points d'étalonnage de la zone uniforme

Dimensions	Disposition et nombre de points de mesure
1,5 m × 1,5 m	4 × 4 = 16
1,0 m × 1,5 m	3 × 4 = 12
1,0 m × 1,0 m	3 × 3 = 9
0,5 m × 1,0 m	2 × 3 = 6
0,5 m × 0,5 m	4 + 1 (centre) = 5
0,25 m × 0,25 m	4 + 1 (centre) = 5

EXEMPLE 1 Une zone de 20 cm × 20 cm utilisant 4 + 1 [centre] = 5 points, une zone de 80 cm × 80 cm utilisant 3 × 3 = 9 et une zone de 1,2 m × 0,6 m utilisant 4 × 3 = 12 points.

EXEMPLE 2 Une zone uniforme de 1,2 m × 0,6 m utilise une taille de grille de base de 0,4 m × 0,3 m.

L'exigence d'utilisation d'une zone uniforme est fondée sur la méthode de vérification du mode TEM décrite en 5.2.2.3. En principe, l'uniformité de champ est vérifiée en matière de composante de champ primaire en mode TEM. Si l'amplitude de champ résultante est utilisée à la place, toutes les exigences susmentionnées doivent être satisfaites et il doit être démontré que les exigences concernant les composantes secondaires de 5.2.2.3 sont satisfaites. D'autres informations concernant l'homogénéité de champ sont données en [22].

B.4 Niveaux d'essai

Les niveaux d'essai sont donnés à titre de recommandations dans le Tableau B.2.

Tableau B.2 – Niveaux d'essai

Niveau d'essai	Amplitude du champ d'essai V/m
1	1
2	3
3	10
X	Spéciale
NOTE X est un niveau d'essai ouvert. Ce niveau est indiqué dans la spécification de produit.	

B.5 Montage d'essai

B.5.1 Installation des équipements de table

Pour les guides d'onde TEM, au lieu d'utiliser une table non conductrice de 0,8 m de hauteur comme support type pour certains montages d'essai d'immunité, les équipements doivent être

placés sur un support de montage d'essai (voir 3.1.24) ou un manipulateur (voir 3.1.13) de forme et de dimensions adaptées, de telle manière que la face avant se situe à l'intérieur de la zone de champ uniforme pour chaque position. Un montage de l'EUT typique est représenté à la Figure B.1 (voir l'Article B.8).

B.5.2 Installation des équipements posés au sol

Pour les guides d'onde TEM, les équipements doivent être placés sur un support de montage d'essai de telle manière que la face avant se situe à l'intérieur de la zone de champ uniforme. L'utilisation de support de montage d'essai non conducteur empêche la mise à la masse accidentelle de l'EUT et la distorsion du champ. Le support de montage d'essai doit être entièrement non-conducteur, plutôt que d'être un revêtement isolant disposé sur une structure métallique.

B.5.3 Installation du câblage

Le câblage doit rester exposé au champ électromagnétique sur une distance de 1 m à partir de l'EUT et il doit être acheminé au-dessus du sol, soit au niveau de l'EUT, soit le long d'une diagonale dans le plan xy jusqu'au point de sortie dans le conducteur extérieur du guide d'onde TEM (par exemple, paroi ou sol dans une cellule TEM). L'acheminement des câbles dans la direction z le long du conducteur extérieur ou intérieur doit être évité. Les câbles acheminés parallèlement au conducteur intérieur ou extérieur du guide d'onde TEM doivent être espacés de la surface du conducteur d'au moins 0,1 m. Les câbles de sortie doivent être terminés par des pinces absorbantes (voir A.5.2). La terminaison du câble de sortie doit être placée à la limite de la zone uniforme. Pour obtenir des recommandations sur les caractéristiques des pinces absorbantes, voir les descriptions dans la CISPR 16-1-4.

B.6 Procédures d'essai

L'essai doit être normalement réalisé avec chacun des quatre côtés de l'EUT faisant face à l'accès du générateur.

Pour les guides d'onde TEM, le champ électrique est polarisé dans une seule direction (normalement verticalement). Ainsi, pour vérifier que l'EUT est complètement exposé à l'équivalent à la fois de la polarisation horizontale et de la polarisation verticale, il est nécessaire de lui faire effectuer une rotation. Par exemple, pour un champ électrique polarisé verticalement, les expositions en polarisation horizontale équivalentes sont obtenues d'abord par rotation de l'EUT selon un angle de 90° autour de l'axe perpendiculaire à la zone uniforme (direction de la propagation du mode TEM) afin de réorienter la première face de l'EUT, puis par trois rotations autour de l'axe horizontal aligné sur la zone uniforme, pour exposer les autres faces de l'EUT (Figure B.1 de l'Article B.8). Cette configuration peut exclure les essais dans certains guides d'onde TEM d'un EUT qui dépend de l'orientation.

En variante, le guide d'onde TEM peut faire l'objet d'une rotation autour de l'EUT ou un guide d'onde TEM à polarisation multiple (voir la Figure D.10 de l'Article D.8) peut être utilisé de manière à obtenir la même polarisation.

La dimension du palier de fréquences doit être égale à 1 % de la fréquence précédente. Le temps de palier à chaque fréquence ne doit pas être inférieur au temps nécessaire à l'EUT pour être mis à l'épreuve et réagir, mais ne doit en aucun cas être inférieur à 0,5 s. Cependant, un temps de palier de 1 s est conseillé.

Les plages de fréquences à prendre en considération doivent être couvertes par paliers de fréquences, selon l'exigence ci-dessus, avec le signal modulé en amplitude à 80 % par une onde sinusoïdale de 1 kHz, avec application de pauses pour ajuster le niveau du signal RF ou pour commuter les oscillateurs si nécessaire.

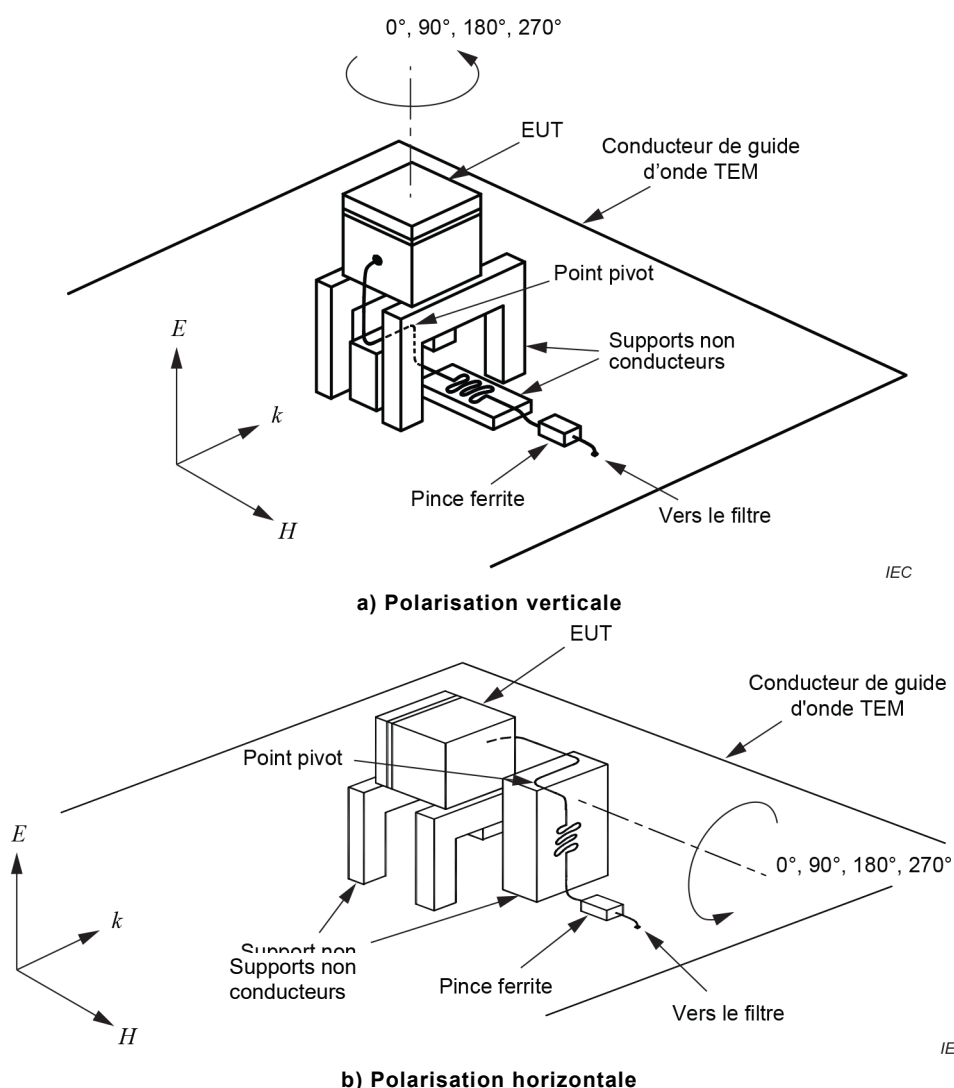
Si un EUT comprend plusieurs éléments, il convient de veiller à conserver les positions relatives des éléments au cours des rotations. Cette situation peut exiger une disposition soignée de

l'EUT et la fixation de ses éléments et câbles sur un support de montage d'essai ou un manipulateur.

B.7 Résultats et rapport d'essai

Outre le contenu habituel du rapport d'essai d'immunité aux perturbations rayonnées, des informations détaillées concernant la taille, le type et les méthodes de vérification du guide d'onde TEM doivent être indiquées.

B.8 Figures de l'Annex B



Légende:

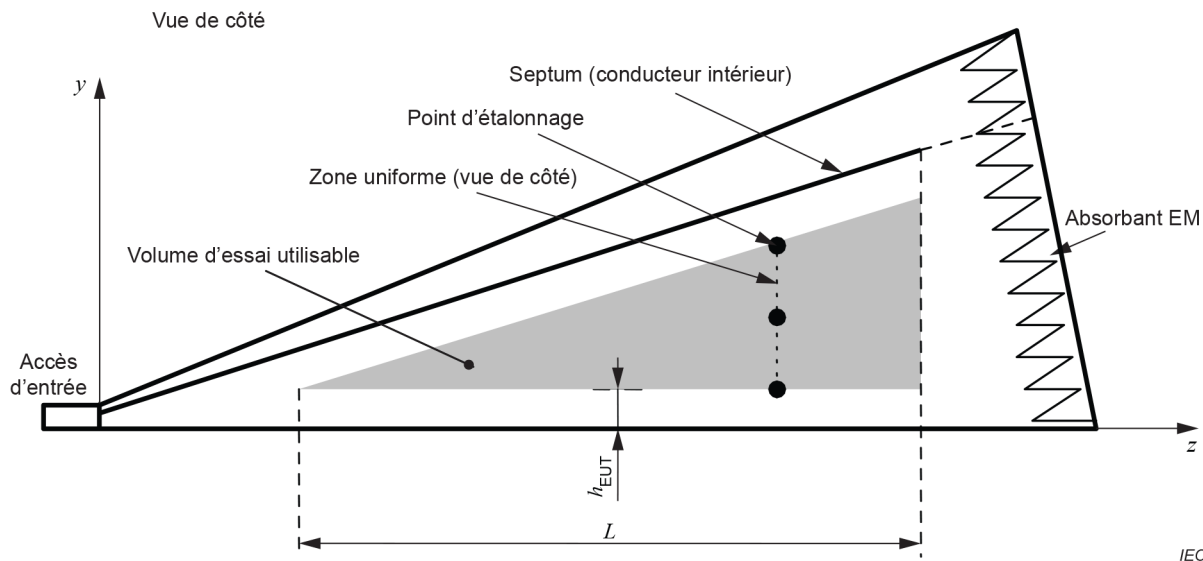
E Composante de champ électrique primaire

H Champ magnétique

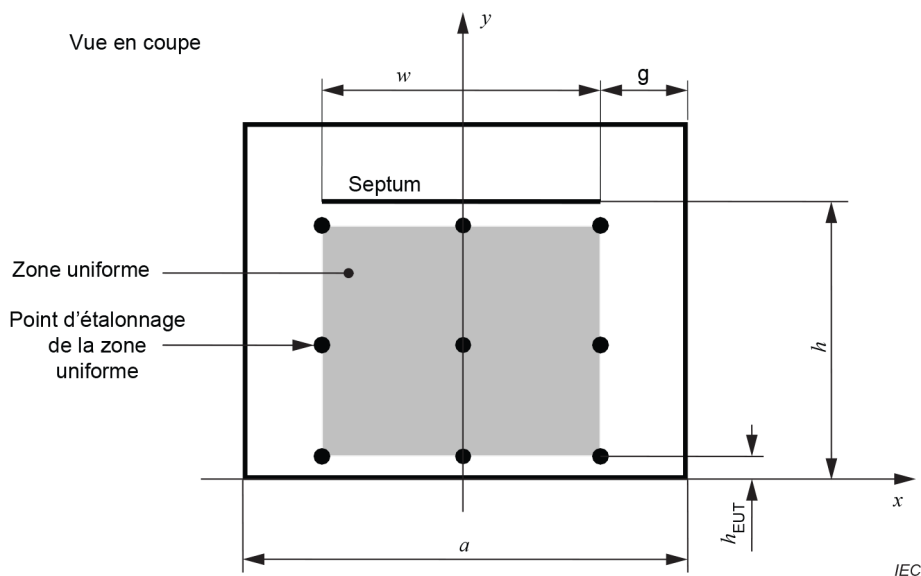
k Direction de propagation (vecteur d'onde)

La disposition du câble du côté filtre du point pivot doit rester fixe. Les supports du montage d'essai (3.1.24) peuvent être repositionnés si nécessaire au cours des rotations. Il convient que les supports du montage d'essai aient une épaisseur de 0,1 m. Les EUT à unités multiples doivent être fixés sur un support de montage d'essai ou une plateforme équivalente et doivent être soumis, de la même manière, à une rotation. Les manipulateurs et les guides d'onde TEM qui peuvent subir des rotations (voir [6]) ou à polarisation multiple (Figure D.10; voir Article D.8) et qui obtiennent le même ensemble d'EUT par rapport aux polarisations de champ incident, peuvent être utilisés.

Figure B.1 – Exemple de montage d'essai pour guide d'onde TEM à polarisation unique (voir Article 0)



a) Vue de côté



b) Vue en coupe

NOTE Exemple d'une zone uniforme avec (3 × 3) points d'étalonnage dans une cellule GTEM selon 5.2.2.1. La Figure B.2b) présente la taille maximale possible de la zone uniforme. La limite de la zone uniforme (plane) est donnée par les points d'étalonnage extérieurs. Les points d'étalonnage ne se situent pas à l'extérieur du volume d'essai utilisable (voir 5.2.1 et Figure D.7 à Figure D.11 à l'Article D.8). Voir également 5.2.1 pour des descriptions de L et h_{EUT} .

Figure B.2 – Points d'étalonnage de la zone uniforme dans un guide d'onde TEM (voir Article B.3)

Annex C (normative)

Essais de transitoires IEM-HA dans les guides d'onde TEM

C.1 Aperçu

L'Annex C a été établie pour spécifier l'essai d'immunité aux impulsions électromagnétiques à haute altitude (IEM-HA) pour les équipements et systèmes électriques ou électroniques. Il s'agit de permettre aux fabricants de qualifier des équipements et des systèmes de petite taille, et d'utiliser un grand nombre des essais d'immunité IEC de laboratoire qui sont déjà spécifiés à d'autres fins de CEM.

Dans le domaine IEM-HA, le terme "simulateur" est souvent utilisé pour décrire de nombreux types différents d'installations d'essai qui peuvent produire le bon environnement IEM-HA incident (voir l'IEC 61000-4-32 [66]). Dans l'Annex C, le terme fait référence uniquement aux guides d'onde TEM qui peuvent produire la forme d'onde IEM-HA exigée dans le volume d'essai de l'EUT défini.

Tandis que l'Annex C est destinée à décrire les exigences d'essai IEM-HA dans les guides d'onde TEM de manière homogène avec d'autres types d'essais réalisés dans les guides d'onde TEM, elle couvre les essais de transitoires qui, de par leur nature, diffèrent dans une large mesure des essais en ondes entretenues. Lorsque les exigences d'essai IEM-HA de l'Annex C diffèrent de celles décrites dans le corps du présent document, elles doivent remplacer toutes les autres.

C.2 Essais d'immunité

C.2.1 Généralités

Les essais d'immunité IEM-HA se composent de deux types principaux: essais d'immunité aux perturbations rayonnées et essais d'immunité aux perturbations conduites. L'Annex C ne traite que les essais d'immunité aux perturbations rayonnées. Pour les besoins du présent document, le terme "équipement électronique" indique un appareil qui exécute une fonction spécifique. Par exemple, il peut s'agir d'un petit ordinateur ou d'un téléphone. Certains équipements (par exemple, un ordinateur connecté à des périphériques complémentaires tels que les panneaux de commande pour le contrôle des processus dans une usine) peuvent être considérés comme partie intégrante d'un système plus important. Souvent, les équipements électroniques sont relativement petits – de l'ordre de 1 m × 1 m × 1 m ou plus petit.

En l'absence d'objet dans le simulateur, l'amplitude du champ électrique à l'intérieur du volume d'essai est une onde comparable à une onde plane, avec un historique de durée d'impulsion biexponentielle décrit par une onde 2,5/25 ns, c'est-à-dire une onde unipolaire avec un temps de montée de 10 % à 90 % de 2,5 ns, et une largeur d'impulsion égale à 25 ns. Cette forme d'onde est donnée par l'équation (C.1).

$$E(t) = E_{\text{peak}} \cdot k \left(e^{-\beta t} - e^{-\alpha t} \right) \quad (\text{C.1})$$

où

$$\alpha = 6,0 \times 10^8 \text{ s}^{-1};$$

$$\beta = 4,0 \times 10^7 \text{ s}^{-1};$$

$$k = 1,3;$$

E est la composante primaire du champ électrique;

t est la durée;

E_{peak} est le niveau d'essai de sévérité choisi dans le Tableau C.1.

Tableau C.1 – Niveaux d'essai d'immunité aux perturbations rayonnées définis dans le présent document

Niveau d'essai	Essai exigé pour les équipements et les systèmes avec la protection suivante ^a	Valeur de crête de champ électrique
		E_{peak} ^b
		kV/m
R1	Concept 4	0,5
R2	Valeur intermédiaire	1
R3	Valeur intermédiaire	2
R4	Concepts 2A, 2B, 3	5
R5	Valeur intermédiaire	10
R6	Valeur intermédiaire	20
R7	Concepts 1A, 1B	50
RX	Applications spéciales	X

^a Les concepts de protection sont décrits dans l'IEC TR 61000-5-3.
^b Conformément à l'IEC 61000-2-11:1999, Tableau 2.

L'amplitude spectrale dans le domaine fréquentiel pour l'équation (C.1) est donnée par l'équation (C.2):

$$|E(f)| = \frac{E_{\text{peak}} \cdot k \cdot (\alpha - \beta)}{\sqrt{\left((2\pi f)^2 + \alpha^2\right) \cdot \left((2\pi f)^2 + \beta^2\right)}} \quad (\text{C.2})$$

où f est la fréquence.

Pour les paramètres de forme d'onde donnés ci-dessus, l'amplitude spectrale dans le domaine fréquentiel de l'équation (C.2) est représentée à la Figure C.1 (voir Article C.6).

NOTE Pour des détails supplémentaires voir [33].

C.2.2 Installations d'essai pour les perturbations rayonnées

Des installations d'essai de petite taille peuvent plus facilement satisfaire aux spécifications de champs souhaitées, avec des tolérances plus faibles dans les variations de paramètres qu'avec les simulateurs de grande taille. Ces petites installations sont utilisées principalement pour les essais d'équipements de taille relativement petite. Les tolérances pour la forme d'onde de l'impulsion IEM-HA initiale sur la totalité du volume d'essai de l'installation d'essai de petite taille doivent être comme suit:

- Le rapport d'amplitude de champ électrique de crête sur l'amplitude de champ magnétique de crête doit être égal à $\eta_0 = 377 \Omega \pm 75 \Omega$.
- Le temps de montée entre 10 % et 90 % de la valeur de crête doit être de $2,5 \text{ ns} \pm 0,5 \text{ ns}$.
- L'amplitude de champ électrique doit augmenter de façon continue pendant le temps de montée entre 10 % et 90 %.
- La largeur d'impulsion (la durée entre les points sur les fronts et les flancs arrière de l'impulsion à 50 % de E_{peak}) doit être de $23 \text{ ns} \pm 5 \text{ ns}$.

- e) L'amplitude de toute préimpulsion de l'amplitude du champ électrique doit être inférieure ou égale à 7 % de l'amplitude du champ de crête.
- f) Les réflexions de champ électrique provenant de la terminaison du simulateur doivent être inférieures à 10 % de l'amplitude du champ de crête.
- g) Les fluctuations dans le spectre de fréquences lissé de l'amplitude du champ électrique au centre du volume d'essai ne doivent pas être supérieures à $\pm 3,0$ dB par rapport au spectre théorique dans la largeur de bande comprise entre 100 kHz et 300 MHz.
- h) Au moment de la valeur de crête du champ primaire, d'autres composantes électromagnétiques secondaires (voir 3.1.19) doivent être inférieures à 10 % de la valeur de crête du champ primaire. Il est reconnu que cette exigence est plus sévère que celle donnée en 5.2.2.
- i) L'amplitude du champ électrique de crête doit être uniforme dans le volume d'essai selon les critères suivants: l'amplitude du champ électrique de crête dans le volume d'essai doit se situer dans la plage de E_{peak} et $2 \cdot E_{\text{peak}}$ dans le domaine temporel.
- j) Pour évaluer les tolérances de champ, les mesurages d'amplitude des champs électrique et magnétique au centre et aux huit coins du volume d'essai doivent être réalisés en l'absence de l'EUT.

C.2.3 Exigences du spectre dans le domaine fréquentiel

Outre les exigences concernant les champs transitoires du simulateur IEM-HA, les exigences suivantes doivent s'appliquer au spectre dans le domaine fréquentiel des champs du simulateur.

- a) Le spectre de fréquences doit être calculé au moyen d'une forme d'onde transitoire échantillonnée de manière uniforme avec 4 096 échantillons entre le temps de début de 0 μs et le temps de fin de 2 μs . Un spectre de fréquences à valeurs complexes de 4 096 points doit être calculé à l'aide d'une FFT (transformée de Fourier rapide) ou d'une DFT (transformée de Fourier discrète) avec un intervalle d'échantillonnage de fréquences de 0,5 MHz, et une fréquence maximale de 1,0 GHz.
- b) Le spectre du domaine fréquentiel doit être lissé par application d'une moyenne de fenêtrage à cinq points (c'est-à-dire que le spectre doit être moyenné sur une fenêtre de 2 MHz).
- c) L'amplitude qui résulte du spectre lissé doit se situer dans les limites du niveau spécifié en dB du spectre de la forme d'onde spécifiée de l'équation (C.2) et elle est représentée à la Figure C.1.

NOTE La plupart des spectres de fréquences mesurés ont des valeurs nulles occasionnelles (ou "pertes de niveaux"), qui ne modifient pas de manière significative le comportement global de la forme d'onde transitoire. L'exigence selon laquelle le spectre de domaine fréquentiel lissé des simulateurs de petite et de grande tailles se situe, respectivement, à ± 3 dB et ± 10 dB, provient de la reconnaissance de ce fait, et a pour but de permettre une valeur nulle occasionnelle dans le spectre. Les limites spectrales de ± 3 dB et ± 10 dB sont différentes, car les simulateurs plus petits ont généralement des tolérances et une précision plus importantes des champs simulés.

C.3 Matériel d'essai

La méthode de mesure doit comprendre l'utilisation d'une liaison de transmission à fibres optiques qui permet la mesure et la transmission des signaux vers un système de traitement des données, sans perturber le champ électromagnétique ambiant. Le système de mesure doit être intrinsèquement insensible aux rayonnements électromagnétiques émis par le simulateur. Le système de mesure a pour objet

- de fournir des mesurages du champ de référence,
- de synchroniser l'IEM-HA simulée avec les modes opérationnels de l'EUT comme exigé par l'utilisateur, et
- de fournir des mesurages de tension et de courant de l'EUT comme exigé par l'utilisateur.

Il convient que la précision exigée pour le système de mesure global se situe dans des limites de $\pm 3,0$ dB sur une plage de fréquences comprises entre 50 kHz et 1 GHz, et il convient que sa plage dynamique instantanée globale soit d'au moins 40 dB.

Il est recommandé que le système de mesure présente les caractéristiques suivantes:

- a) il convient que le système de transmission des données ait une largeur de bande minimale de 3 dB de 50 kHz à 1 GHz;
- b) il convient que le numériseur ou l'oscilloscope ait une largeur de bande minimale de 500 MHz et un taux d'échantillonnage minimal de deux gigaéchantillons par seconde avec une résolution de données minimale de 8 bits;
- c) il convient que les capteurs de champ électrique et magnétique aient une largeur de bande minimale de 3 dB de 50 kHz à 1 GHz. Voir l'IEC 61000-4-23 [65] pour de plus amples informations concernant les conceptions appropriées pour les capteurs.

Le mesurage du champ de référence doit comprendre les trois composantes d'amplitude du champ électrique orthogonales et les trois composantes de champ magnétique orthogonales pour permettre une évaluation du rapport entre l'amplitude du champ électrique et l'amplitude du champ magnétique, ainsi que les composantes du champ électromagnétique parasite. L'utilisateur peut également spécifier d'autres mesurages de champ dans le volume d'essai.

C.4 Montage d'essai

Le volume d'essai d'un simulateur dépend de sa taille physique et des caractéristiques de la structure du guide d'onde TEM. Il est défini comme le volume dans lequel les champs électromagnétiques incidents satisfont ou dépassent les exigences d'amplitude et d'uniformité du champ, comme spécifié pour un essai IEM-HA simulé. Si l'EUT est trop grand par rapport au volume d'essai, la réponse induite s'écarte de celle d'un éclairage par onde plane incidente, et les résultats de l'essai sont discutables.

Pour optimiser la précision de la simulation de forme d'onde, il est nécessaire de réduire le plus possible l'interaction entre le simulateur et l'EUT en plaçant ce dernier assez loin des éléments rayonnants ou du guide d'onde du simulateur. L'EUT doit être situé à une distance supérieure à 0,3 fois la dimension transverse globale par rapport aux conducteurs du guide d'onde TEM. Si l'EUT doit être soumis à l'essai pendant qu'il est placé sur un plan de sol, il doit être placé à une distance supérieure ou égale à 0,6 fois sa dimension transverse par rapport au septum.

L'EUT est décrit généralement comme un volume fini dont les dimensions sont déterminées par ses dimensions orthogonales les plus importantes en hauteur, largeur et longueur. L'EUT doit tenir à l'intérieur du volume d'essai du simulateur comme défini dans les alinéas précédents. Si l'EUT doit être soumis à l'essai dans un mode en espace libre, c'est-à-dire sans être placé sur un plan de sol, alors il doit être placé sur un support diélectrique (voir 3.1.24, par exemple) à l'intérieur du simulateur.

C.5 Procédure d'essai

C.5.1 Généralités

Les essais d'immunité aux perturbations conduites et rayonnées peuvent être réalisés séparément. Il n'existe aucune exigence pour réaliser les essais des deux types de contraintes de manière simultanée.

Si le système complet, y compris tous les conducteurs extérieurs "de faible longueur", peut être éclairé de manière réaliste dans un essai rayonné, il peut alors ne pas être exigé de réaliser les essais conduits initiaux sur ces câbles. De plus, les essais conduits peuvent ne pas être nécessaires pour les accès par l'antenne, si l'antenne peut être soumise à l'essai avec la contrainte IEM-HA simulée, l'antenne étant orientée pour une réponse maximale. Cependant, tous les accès connectés aux guides d'onde de puissance, de télécommunications ou aux autres guides d'onde de grande longueur doivent subir des essais d'immunité aux perturbations conduites.

Les essais d'immunité IEM-HA doivent être réalisés conformément à un plan d'essai qui décrit les équipements à soumettre à l'essai, le niveau d'essai de sévérité et les formes d'onde, les conditions climatiques, les principaux modes de fonctionnement et les critères pour la satisfaction aux exigences d'immunité. Il convient que l'environnement ambiant (tant climatique qu'électromagnétique) de l'installation d'essai IEM-HA soit conforme aux conditions environnementales admissibles pour l'EUT spécifié. Au cours de l'essai, il est important de contrôler les matériels pour classer leurs performances comme spécifié. Si les équipements reçoivent et envoient des données à d'autres équipements dans un système, un effort doit être fait pour envoyer et recevoir les mêmes données ou des données simulées avec les équipements en essai. Cette situation doit permettre une évaluation des performances des équipements au cours de l'essai.

Si l'EUT ne satisfait pas aux exigences d'essai et si des mesurages de diagnostic ont été réalisés à l'intérieur du système ou des équipements, ces sondes et ces câbles doivent être retirés, et l'essai doit être réalisé à nouveau pour vérifier que l'instrumentation ajoutée n'est pas la cause de l'échec de l'essai. Le rapport d'essai doit clairement identifier la présence de tous les câbles extérieurs connectés à l'EUT, selon qu'ils font partie des équipements ou d'un système de mesure.

L'EUT doit être soumis à l'essai dans chaque mode principal de fonctionnement spécifié dans le plan d'essai. Pour les essais d'immunité aux perturbations conduites, les formes d'ondes positives et négatives doivent être utilisées. Pour les essais d'immunité aux perturbations rayonnées, seule une polarité de forme d'onde est exigée.

Les essais de laboratoire doivent être réalisés dans les conditions d'environnement ambiantes identifiées en 7.2. Les essais in situ ne sont pas adaptés aux essais d'acceptation en matière d'immunité, mais peuvent toutefois être utilisés pour vérifier l'immunité des équipements installés, ainsi que l'immunité du système. Pour les essais in situ, les conditions ambiantes décrites en 7.2 sont souhaitables, mais pas exigées.

C.5.2 Niveau de sévérité et expositions d'essai

Il est important de réaliser certaines expositions d'essai en dessous du niveau de protection en tension des parafoudres et également à un niveau de tension suffisamment faible pour éviter la formation d'un arc à l'intérieur du système, dans la mesure où des dommages peuvent se produire. Ainsi, chaque niveau de sévérité doit comprendre trois amplitudes d'essai réelles, en commençant deux niveaux en dessous du niveau de sévérité spécifié, qui est considéré comme inférieur au niveau de protection en tension assuré par les parafoudres, et en dessous du seuil d'arc. Chaque impulsion d'essai doit utiliser la même forme d'onde que celle du niveau de sévérité spécifié.

Pour les essais d'immunité aux perturbations rayonnées, un niveau de sévérité doit être spécifié. Au moins deux expositions d'essai doivent être réalisées à chacune des trois amplitudes d'essai pour chaque orientation (voir Article B.6) et à chaque mode principal de fonctionnement de l'EUT. Si une installation d'essai avec une capacité d'hyperrotation (voir [6]) pour l'EUT existe, elle peut être utilisée pour les essais IEM-HA.

C.5.3 Procédure d'essai

C.5.3.1 Mesurages des paramètres d'essai

Les paramètres climatiques définis en 7.2 doivent être mesurés par l'opérateur d'essai et documentés. Les caractéristiques de l'installation d'essai qui comporte une série de mesures des formes d'ondes du champ électromagnétique, à l'intérieur du volume d'essai sans que l'EUT soit présent, doivent être mises à la disposition de l'opérateur d'essai. Cette information doit également inclure une évaluation qui indique que les exigences pour l'uniformité de champ et les caractéristiques de forme d'onde indiquées en C.2.2 et C.2.3 sont satisfaites. Un mesurage de l'amplitude du champ électrique de référence doit être consigné pour chaque impulsion d'éclairage de champ.

C.5.3.2 Procédure d'essai pour les perturbations rayonnées

Une petite installation d'essai aux perturbations rayonnées peut être utilisée pour soumettre les équipements à l'essai. Cependant, des essais d'immunité aux perturbations conduites sur tous les accès par les câbles sont également exigés. Un système de petite taille peut être soumis à l'essai dans un simulateur IEM-HA de grande taille et peut éventuellement satisfaire aux exigences d'immunité aux perturbations conduites pour de nombreux accès par les câbles. Cependant, des lignes de grande longueur, telles que les lignes de puissance en courant alternatif et les lignes de télécommunication, ne peuvent pas être soumises à l'essai de manière appropriée dans tout simulateur IEM-HA. En conséquence, les essais d'immunité aux perturbations conduites sont toujours exigés pour ces accès.

Il est reconnu qu'un simulateur IEM-HA de grande taille est mieux adapté pour réaliser les essais au niveau système lorsque plusieurs équipements peuvent fonctionner ensemble. Cependant, le présent document ne comporte aucune exigence concernant la réalisation des essais au niveau système dans un tel simulateur.

Chaque essai d'immunité à un niveau de sévérité spécifié comprend des expositions à trois niveaux: le niveau de sévérité spécifié et les deux niveaux immédiatement inférieurs. Si un seul niveau inférieur est défini par le présent document, alors seul un niveau doit être utilisé. Si le niveau de sévérité le plus bas est spécifié, alors seul ce niveau d'exposition est nécessaire pour l'essai d'immunité. Au minimum deux impulsions d'éclairage du champ doivent être réalisées pour chaque niveau d'exposition.

C.5.3.3 Installation d'essai de petite taille pour l'essai aux perturbations rayonnées

L'approche de base utilisée dans la présente procédure consiste à soumettre à l'essai les équipements et les systèmes de petite taille dans une installation d'essai de laboratoire, telle qu'un guide d'onde TEM. L'EUT doit être placé sur un support diélectrique à une hauteur de $(0,1 \pm 0,01)$ m au-dessus du plan de sol à l'intérieur du volume d'essai, et tous les câbles des équipements doivent être utilisés d'une manière cohérente avec le fonctionnement normal des équipements. Une connexion de terre doit être réalisée entre le plan de sol et l'EUT selon les spécifications du fabricant. Il est nécessaire de contrôler et de documenter les longueurs et les positions des câbles associés à l'EUT. Orienter le câblage pour un couplage minimal aux composantes de champ électrique et magnétique dans l'installation d'essai. Des essais complémentaires d'immunité aux perturbations conduites doivent être réalisés séparément pour tenir compte du couplage avec ces câbles.

L'EUT doit être soumis à des rotations de façon à exposer tous les côtés (normalement six côtés) aux champs d'impulsion incidents, bien que des considérations d'ordre pratique puissent limiter le nombre de rotations. De plus, les deux polarisations doivent être appliquées.

Si la méthode de contrôle implique des mesurages à l'intérieur de l'EUT, les sondes et les câbles concernés doivent être positionnés avec soin, de manière à réduire le plus possible les effets défavorables sur les mesurages. En particulier, les câbles à fibres optiques sans matériaux métalliques sont recommandés pour de tels mesurages.

C.5.4 Exécution de l'essai

L'essai doit être réalisé conformément au plan d'essai. Les expositions d'essai doivent être appliquées lorsque l'EUT est dans chacun de ses modes principaux de fonctionnement dans les conditions normales de fonctionnement, comme défini dans le plan d'essai. Pour chaque niveau d'exposition d'essai, les impulsions doivent être appliquées avec un temps suffisant entre elles pour vérifier la dégradation ou l'endommagement du système. Après chaque niveau d'exposition, les caractéristiques de fonctionnement de l'EUT doivent être déterminées.

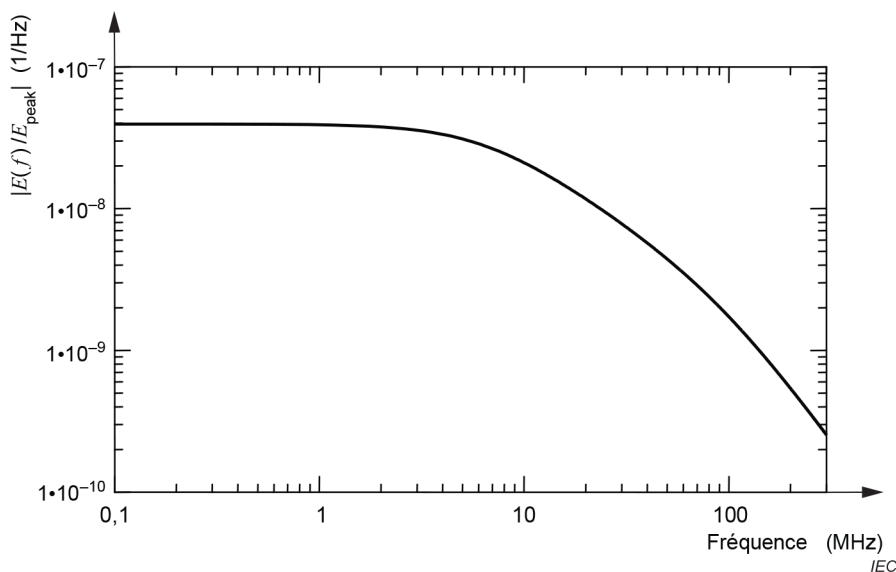
C.5.5 Exécution de l'essai d'immunité aux perturbations rayonnées

L'essai d'immunité aux perturbations rayonnées doit être effectué sur la base d'un plan d'essai, y compris la vérification des performances de l'EUT, comme défini dans la norme de produits ou, en son absence, par la spécification technique.

L'EUT doit être dans les conditions normales de fonctionnement. Une matrice de configuration d'essai qui comprend les configurations de fonctionnement de l'EUT, les états principaux de fonctionnement et les orientations par rapport à la direction de propagation de l'onde doit être développée. Pour chaque configuration d'essai, le plan d'essai doit spécifier:

- les niveaux d'exposition d'essai: le niveau de sévérité choisi et les deux niveaux immédiatement inférieurs;
- le nombre d'expositions à chaque niveau (au moins deux sont exigées);
- les points d'entrée ou les accès à évaluer;
- une description des positions des câbles et des mesurages à réaliser;
- les équipements auxiliaires exigés;
- la polarité et l'angle d'incidence des champs simulés;
- les informations détaillées du montage d'essai, lorsqu'il est différent de celui spécifié à l'Article C.4;
- les critères de réussite/échec.

C.6 Figure de l'Annex C



NOTE L'amplitude spectrale est déterminée à l'aide des paramètres énumérés après l'équation (C.1) dans l'équation (C.2).

Figure C.1 – Amplitude spectrale dans le domaine de fréquences de la forme d'onde d'impulsions, comprise entre 100 kHz et 300 MHz (voir C.2.1)

Annex D (informative)

Caractérisation des guides d'onde TEM

D.1 Aperçu

L'Annex D décrit les caractéristiques fondamentales d'une onde TEM, y compris les aspects de propagation et de polarisation. Différentes catégories de guides d'onde TEM sont également présentées, avec les limites concernant les volumes d'essai et les fréquences de fonctionnement.

D.2 Distinction entre impédance d'onde et impédance caractéristique

Un guide d'onde TEM est une sorte de ligne de transmission. L'impédance d'onde et l'impédance caractéristique d'une ligne de transmission sans perte sont définies en [51] comme suit.

L'impédance d'onde η est définie comme le rapport des composantes de champ transverse, qui peut être calculé, sur l'hypothèse selon laquelle elle dépend de $e^{-j\beta z}$ selon l'équation (D.1)

$$\eta = \frac{E_{\rho}}{H_{\varphi}} = \frac{\omega\mu}{\beta} = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \quad (\text{D.1})$$

où

η est l'impédance d'onde;

E_{ρ} est la composante transverse du champ électrique;

H_{φ} est la composante transverse du champ magnétique;

μ est la perméabilité diélectrique de la ligne de transmission (l'air généralement);

ε est la permittivité diélectrique de la ligne de transmission (l'air généralement);

β est la constante de propagation (partie réelle);

ω est la fréquence rayonnante.

Cette impédance d'onde est ensuite considérée comme identique à l'impédance intrinsèque du milieu et elle constitue un résultat général pour les lignes de transmission TEM.

L'impédance caractéristique d'une ligne coaxiale circulaire-cylindrique est définie comme

$$Z_c = \frac{V_0}{I_0} = \frac{E_{\rho} \ln \frac{2h}{a}}{2\pi H_{\varphi}} = \eta \cdot \frac{\ln \frac{2h}{a}}{2\pi} = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \cdot \frac{\ln \frac{2h}{a}}{2\pi} \quad (\text{D.2})$$

où

Z_c est l'impédance caractéristique de la ligne coaxiale;

V_0 est la tension de la ligne coaxiale;

I_0 est le courant de la ligne coaxiale;

E_{ρ} est la composante transverse du champ électrique;

H_φ est la composante transverse du champ magnétique;

h $2h = r_i$, r_i : rayon du conducteur intérieur;

a $a = r_a$, r_a : rayon du conducteur extérieur.

Les formes pour E_ρ et H_φ de [8] ont été utilisées. L'impédance caractéristique dépend de la géométrie, et elle est différente pour d'autres configurations de ligne de transmission.

Les équations (D.1) et (D.2) indiquent qu'en général l'impédance d'onde et l'impédance caractéristique ne sont pas égales. Dans la mesure où les cellules TEM et les cellules "Gigahertz-TEM", ainsi que les lignes ouvertes à deux plaques et à trois plaques sont fondamentalement des lignes de transmission de mode TEM à deux conducteurs, en général l'impédance d'onde et l'impédance caractéristique dans ces dispositifs ne sont pas égales non plus.

D.3 Onde TEM

D.3.1 Généralités

Les ondes TEM sont plus facilement décrites selon leur comportement en espace libre. Les paragraphes D.3.2 et D.3.3 présentent plusieurs équations et critères à la fois pour les cas en espace libre et en guide d'onde.

D.3.2 Mode TEM en espace libre

En mode TEM, les vecteurs de champs électriques et les vecteurs de champs magnétiques sont entièrement transverses par rapport à la direction de propagation de l'énergie (vecteur de Poynting \vec{S} , selon l'équation (D.3)). La direction de transmission ne comprend aucune composante de \vec{E} ou \vec{H} .

$$\vec{S} = \vec{E} \times \vec{H} \quad (\text{D.3})$$

Pour "l'espace libre", le rapport entre $|\vec{E}|$ et $|\vec{H}|$ est donné par

$$\eta_0 = \frac{|\vec{E}|}{|\vec{H}|} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \approx 120\pi \Omega \quad (\text{D.4})$$

Les propriétés essentielles du mode TEM sont les suivantes:

- aucune composante de champ dans la direction de transmission;
- le rapport entre $|\vec{E}|$ et $|\vec{H}|$ est approximativement $120\pi \Omega$.

NOTE La situation précédente existe à une distance importante d'une antenne d'émission. Par conséquent, le mode TEM est souvent appelé "condition en champ lointain" d'une antenne.

D.3.3 Guides d'onde

Un guide d'onde classique pour applications RF ne se compose que d'une seule surface conductrice fermée. Il peut être démontré qu'un mode TEM ne peut pas se propager à l'intérieur d'un tel guide d'onde (voir la Figure D.1 à l'Article D.8). Seuls les modes TE et/ou TM sont possibles. Étant donné que les modes TE ou TM ont une fréquence de coupure spécifique, la propagation d'onde n'est possible qu'au-dessus de cette fréquence. Une section à connexion double ou multiple est nécessaire pour propager un mode TEM dans un guide d'onde (ligne de

transmission multiconductrice, comme cellule TEM, ligne ouverte ou guide d'onde TEM ouvert). Chaque paire de deux conducteurs crée un système de propagation spécifique possible en mode TEM. Pour l'exemple représenté à la Figure D.2, la propagation de deux modes TEM séparés est possible. Chacun de ces modes TEM a les mêmes propriétés que le mode TEM en espace libre.

NOTE Chaque paire de conducteurs forme un système de transmission en mode TEM. À l'intérieur d'une ligne coaxiale, l'énergie du signal est transportée par le mode TEM.

D.4 Propagation d'onde

D.4.1 Généralités

La propagation d'onde décrit la forme des lignes équiphasées et des surfaces du champ.

D.4.2 Propagation sphérique

Ce type de propagation est le plus commun dans les conditions en champ lointain en espace libre. Normalement, il est produit par une source ponctuelle telle qu'une antenne unique. L'amplitude de champ diminue avec l'augmentation de la distance à la source.

D.4.3 Propagation d'onde plane en espace libre

À très grande distance d'une antenne, le front d'onde peut être considéré comme plan. Ce type de propagation est observé à l'intérieur d'un guide d'onde à plaques parallèles, dans lequel l'amplitude de champ est constante et indépendante de la distance par rapport à la source.

D.4.4 Vitesse de propagation

La vitesse de phase du mode TEM pour la propagation en espace libre et dans les guides d'onde TEM est toujours égale à la vitesse de la lumière c_0 . Elle ne dépend que de la permittivité ε et de la perméabilité μ de l'espace.

D.5 Polarisation

La direction du vecteur champ électrique représente le vecteur polarisation.

En général, la direction du vecteur polarisation varie dans le temps. La courbe tracée par l'extrémité du vecteur polarisation, représentée à la Figure D.3 (voir Article D.8), définit le type de polarisation.

À partir de [8], la forme de la courbe de polarisation peut être calculée à l'aide de la procédure suivante. Le vecteur champ électrique transverse \vec{E}_{tr} est donné par l'équation (D.5)

$$\vec{E}_{\text{tr}}(t) = \text{Re} \left\{ \sum_{i=0}^{\infty} V_i \cdot \vec{e}_{\text{tr},i} \cdot e^{j\omega t} \right\} \quad (\text{D.5})$$

où

V_i est la tension du vecteur de Fresnel complexe du mode i ;

$\vec{e}_{\text{tr},i}$ est le vecteur propre du mode i .

Le premier terme de la série représente le mode TEM; ainsi un vecteur de Fresnel complexe peut être écrit sous la forme de l'équation (D.6)

$$\vec{A}_{\text{TEM}} = V_1 \cdot \vec{e}_{\text{tr},i} = V_{\text{TEM}} \cdot \vec{e}_{\text{tr,TEM}} \quad (\text{D.6})$$

Le vecteur de Fresnel peut être séparé en parties réelle et imaginaire

$$\vec{A}_{\text{TEM}} = \vec{a}_r + j\vec{a}_i \quad (\text{D.7})$$

Les vecteurs \vec{a}_r et \vec{a}_i définissent un plan fixe. En général, l'extrémité du vecteur \vec{E} se déplace sur une ellipse. Si \vec{a}_r et \vec{a}_i sont parallèles, \vec{E} se déplace sur une ligne fixe. Ce cas est appelé "polarisé linéairement". Tous les modes individuels sont fondamentalement polarisés linéairement. Seule la superposition avec d'autres modes donne lieu à une polarisation circulaire. Le mode TEM intentionnel pour les essais dans les guides d'onde TEM est habituellement polarisé linéairement.

D.6 Types de guides d'onde TEM

D.6.1 Généralités

La version la plus simple d'un guide d'onde TEM est une ligne de transmission à deux conducteurs comme représentée à la Figure D.4 (voir Article D.8).

La ligne de transmission complète peut être décrite par trois sections physiques.

- a) Section d'alimentation: Il s'agit de l'accès de mesure ou d'essai auquel un générateur ou un récepteur de signal est connecté au guide d'onde TEM.
- b) Section de guide d'onde TEM: Contient généralement le volume d'essai.
- c) Section terminaison: Normalement, la terminaison représente une résistance réelle ou équivalente qui est égale à l'impédance caractéristique de la ligne de transmission (= guide d'onde TEM).

Pour la plupart des guides d'onde TEM à deux accès, les sections alimentation et terminaison sont géométriquement identiques et donc interchangeables. Un connecteur coaxial est utilisé aux deux accès. Certains guides d'onde TEM sont fondés sur un système de ligne de transmission symétrique, auquel cas un transformateur symétriseur est nécessaire.

Tout d'abord, les guides d'onde TEM peuvent être classés en géométries fermées et ouvertes. Une structure de guide d'onde TEM est dite "fermée" lorsqu'un conducteur entoure complètement l'autre conducteur. Dans ces cas, le conducteur extérieur agit également comme un écran électromagnétique.

Ensuite, il existe des guides d'onde TEM à un accès, à deux accès et à quatre accès (Figure D.5 à Figure D.11). Cette classification définit la terminaison d'un guide d'onde TEM. Normalement, le guide d'onde TEM est utilisé dans des conditions de terminaison adaptée à l'impédance. La manière la plus simple d'adapter un guide d'onde TEM à deux accès ou à quatre accès consiste à placer une terminaison à constantes localisées égale à l'impédance caractéristique à un accès. Dans ce cas, il est pris pour hypothèse que la géométrie de la ligne TEM à proximité des accès (section à transition progressive) est bien conçue pour l'adaptation à large bande.

Pour un guide d'onde TEM à un accès, la terminaison est réalisée avec des résistances réparties et/ou une combinaison d'absorbants anéchoïques. Les guides d'onde TEM avec ce type de terminaison peuvent être utilisés jusqu'à plusieurs GHz dans certaines géométries. Plutôt qu'une plage de fréquences large, un guide d'onde TEM à deux accès a l'avantage de permettre des mesurages de puissances réfléchies et incidentes à l'un ou l'autre des accès.

Les conducteurs de septums peuvent être soit un fil unique, soit des fils multiples connectés en parallèle, ou une plaque unique ou des plaques multiples connectées en parallèle. Pour les systèmes à conducteurs multiples, l'amplitude et la phase d'excitation peuvent être modifiées volontairement pour faire varier la polarisation dominante à l'intérieur du volume d'essai.

Le septum peut être installé de manière symétrique ou asymétrique par rapport au conducteur extérieur. L'avantage d'un guide d'onde TEM asymétrique est un volume d'essai plus important.

D.6.2 Guides d'onde TEM ouverts (lignes ouvertes, etc.)

Un guide d'onde TEM ouvert simple peut être construit en utilisant une plaque installée sur un plan de sol conducteur. Un générateur ou un récepteur (impédance typique de 50 Ω) est connecté à un accès, et l'autre accès est adapté à l'impédance caractéristique de la ligne de transmission. Une distribution tension/courant constante le long de la structure est obtenue avec une adaptation d'impédance correcte. Cette géométrie est appelée guide d'onde TEM ouvert à deux accès.

Le principal inconvénient des guides d'onde ouverts est l'énergie perdue par rapport au rayonnement. Ce rayonnement non désiré peut causer des perturbations sur le système du matériel d'essai. Pour les essais d'immunité à onde entretenue en particulier, un local blindé est absolument nécessaire pour le guide d'onde ouvert.

D.6.3 Guides d'onde TEM fermés (cellules TEM)

Le principal avantage des configurations de guides d'onde TEM fermés est le blindage inhérent. Tous les essais d'immunité peuvent être réalisés sans générer de perturbation sur l'environnement. Un autre avantage réside dans le fait qu'un guide d'onde TEM fermé est un système asymétrique pour lequel un symétriseur n'est pas nécessaire. Enfin, en général, un guide d'onde TEM fermé n'a pas de limite en basse fréquence. Pour cette raison, les essais de transitoires peuvent être réalisés avec des guides d'onde TEM fermés.

NOTE Pour un guide d'onde TEM à alimentation symétrique, une limitation en basse fréquence est en général introduite par le symétriseur.

D.7 Limitations de fréquence

Le fonctionnement d'un guide d'onde TEM est prévu à partir de l'hypothèse selon laquelle le mode TEM a une structure de champ identique à une onde plane en espace libre, sur une portion définie de la section de la cellule. Par conséquent, l'utilisation d'un guide d'onde TEM dans les mesurages d'émissions ou les essais d'immunité exige la propagation du mode TEM sur la plage de fréquences utilisable.

Pour une fréquence donnée à l'intérieur de la plage de fonctionnement du guide d'onde vide, l'onde électromagnétique a une section transversale de dimension qui permet à des modes de propagation autres que le TEM de s'établir. Pour un mode non TEM donné, le point qui parcourt la longueur du guide d'onde TEM pour lequel le mode peut se propager dépend de la fréquence et revient vers le point d'alimentation lorsque la fréquence croît. Le mode non TEM d'ordre le plus faible (normalement TE_{10}) peut se propager lorsqu'une dimension de la section du guide d'onde dépasse la moitié de la longueur d'onde en espace libre à cette fréquence. Les modes d'ordre plus élevé sont lancés initialement par la conversion de mode à partir du mode TEM. La conversion d'énergie entre deux modes est provoquée par des irrégularités dans la structure du guide d'onde qui peuvent se coupler aux deux modes.

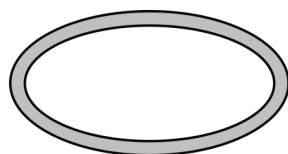
Dans la pratique, beaucoup de guides d'onde TEM ouverts et fermés incluent un certain type d'absorbants anéchoïques en mousse ou en ferrite pour réduire le plus possible ou enlever les modes d'ordre supérieur et les distributions de champs résonants qui ne se propagent pas. Dans le cas d'une installation dans des locaux adaptés en ce qui concerne la distribution de champ modal, les caractéristiques du mode TEM peuvent être essentiellement préservées. Généralement, avec la combinaison correcte de la charge en absorbants et de la transition des

conducteurs d'entrée/sortie, de nombreux guides d'onde TEM fonctionnent en mode TEM jusqu'à des fréquences de plusieurs GHz ou plus. Le placement correct d'absorbants est déterminé par les formes des sections d'entrée/sortie et celle de la section du volume d'essai. L'inconvénient pour de nombreux guides d'onde TEM avec revêtement par absorbants dans la section du volume d'essai réside dans le fait que le facteur de champ ℓ_{0y} (voir A.3.2.3.3) utilisé dans l'algorithme de corrélation d'émissions ne peut plus être calculé de manière analytique. Cette situation peut conduire à des incertitudes de mesure plus élevées.

Pour tout guide d'onde TEM avec ou sans absorbant, la plage de fréquences valide doit être établie par les méthodes décrites dans le présent document (voir 5.2.2).

Pour les guides d'onde TEM sans absorbant, les fréquences de résonance dépendent de la géométrie du guide d'onde TEM. Dans une cellule TEM à deux accès, ces fréquences interviennent entre une certaine section transversale de la section d'alimentation et de la section de terminaison, appelées positions de coupure z_C . Chaque mode d'ordre supérieur peut avoir une autre position de coupure en fonction du type de mode. Entre l'alimentation et la position de coupure, le mode de champ ne peut pas se propager. Une résonance intervient si la distance entre les deux positions de coupure est un multiple d'une demi-longueur d'onde. Pour des raisons de symétrie, le champ résonant a une valeur maximale ou est nul au milieu de la cellule à $z = z_{\text{sym}}$. Des informations supplémentaires sur l'homogénéité de champ et la fréquence résonante sont données en [22], [23], [24] et [50].

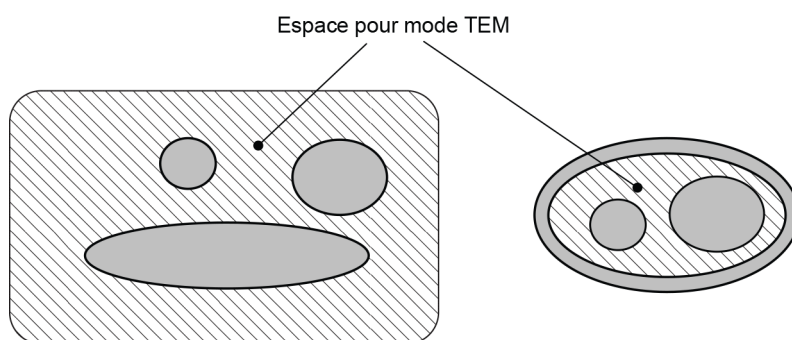
D.8 Figures de l'Annex D



Guide d'onde à section transversale connectée unique

IEC

Figure D.1 – Guide d'onde simple (pas de mode TEM) (voir D.3.3)



Guides d'onde à section transversale connectée triple

IEC

Figure D.2 – Exemple de guides d'onde prenant en charge la propagation en mode TEM (voir D.3.3)

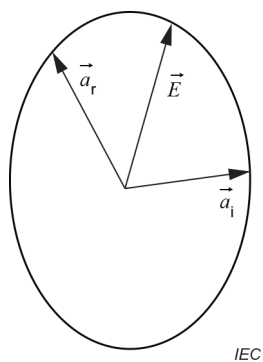


Figure D.3 – Vecteur de polarisation de champ électrique (voir Article D.5)

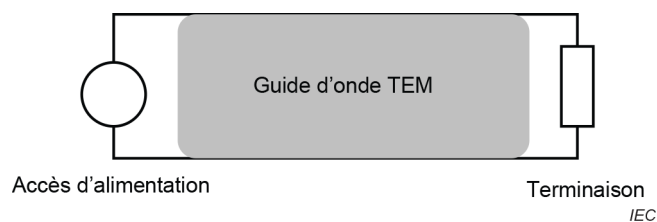


Figure D.4 – Modèle de ligne de transmission simple pour propagation de mode TEM (voir D.6.1)

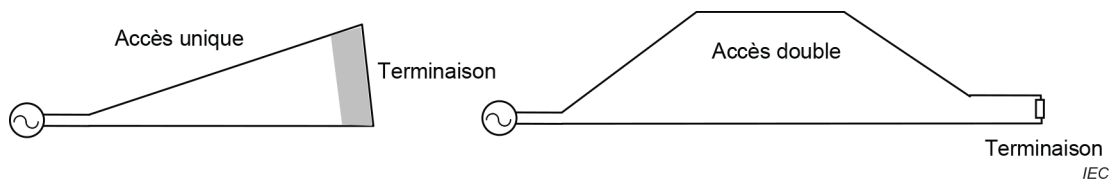


Figure D.5 – Concepts de guides d'onde TEM à un et deux accès (voir D.6.1)

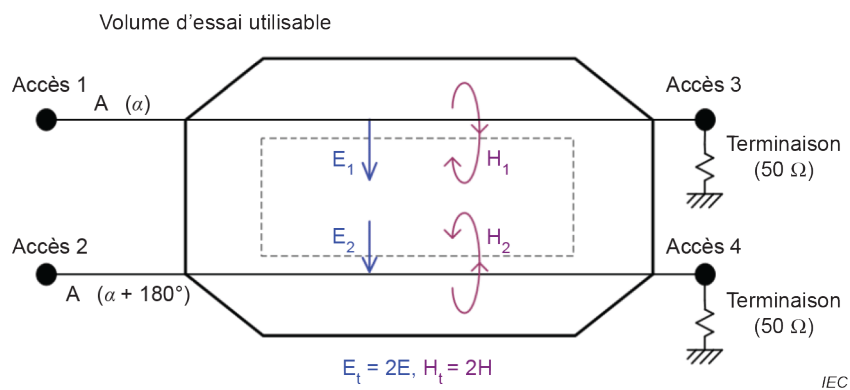
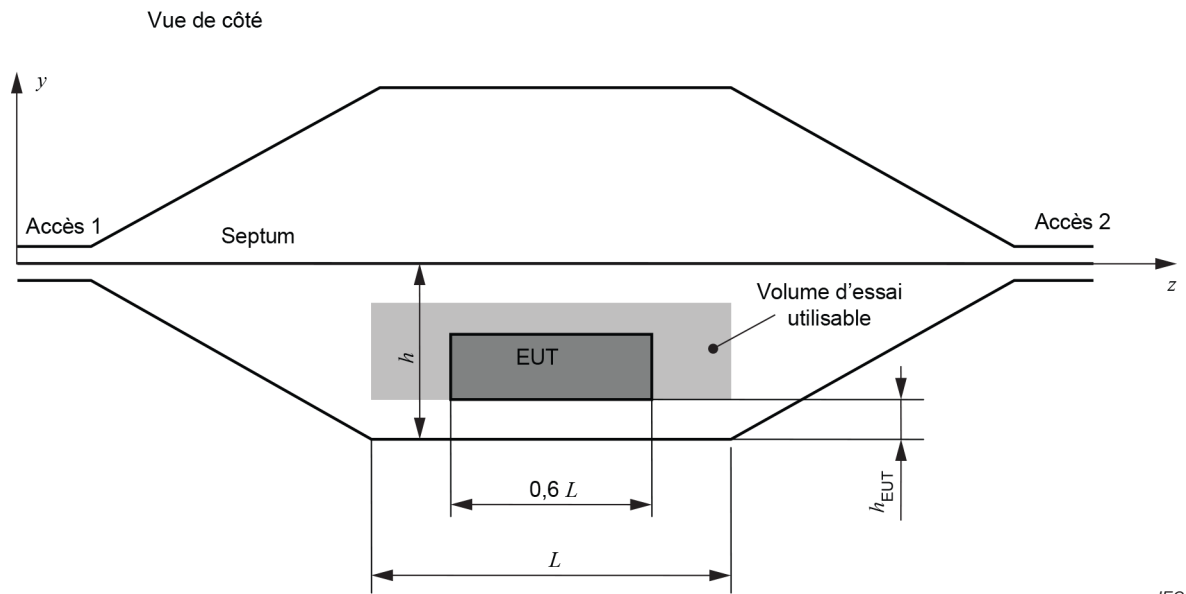
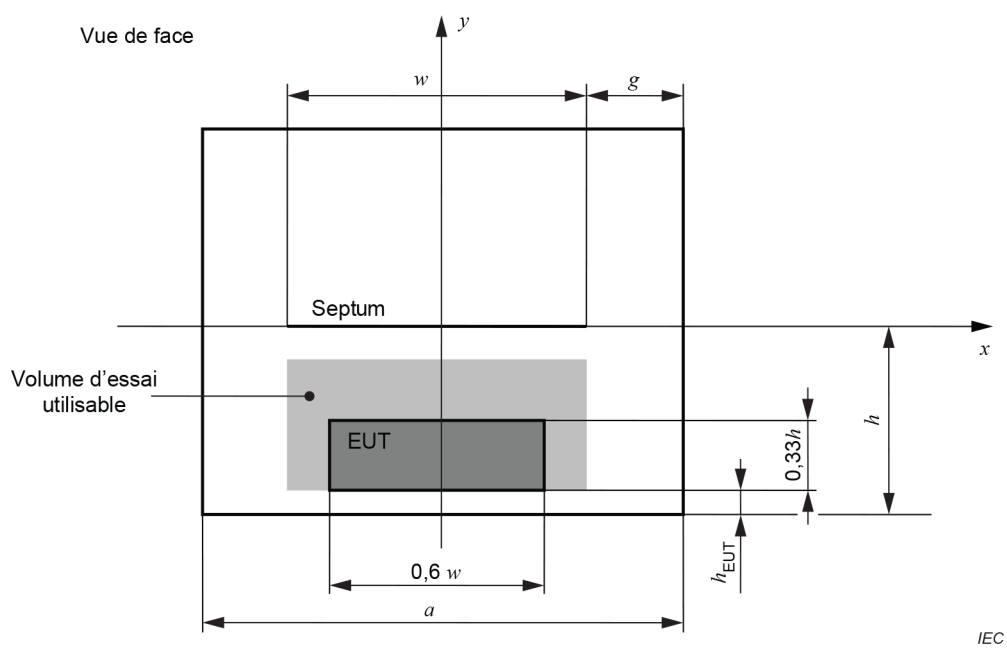


Figure D.6 – Fonctionnement des guides d'onde TEM à quatre accès (voir D.6.1)



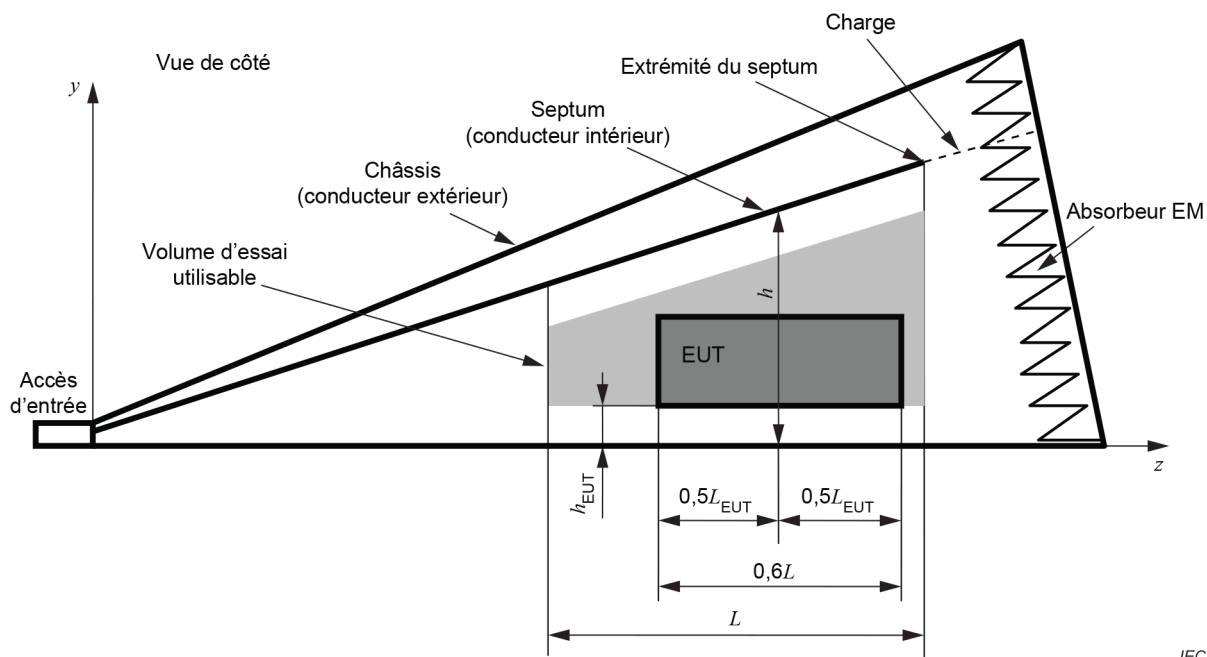
a) Vue de côté



b) Vue en coupe

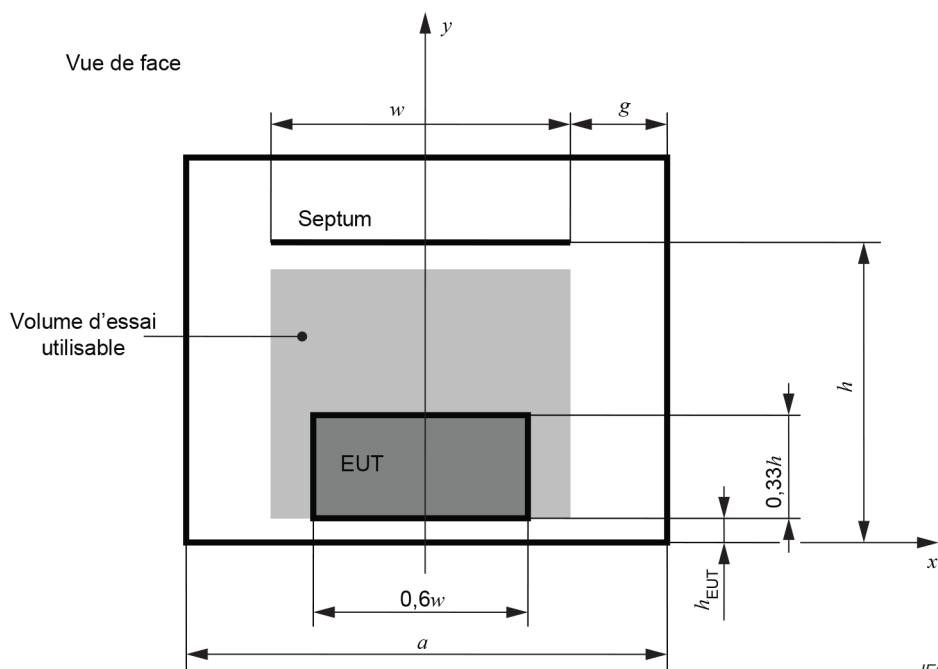
NOTE h_{EUT} est la distance minimale entre l'EUT et chaque conducteur ou absorbant du guide d'onde.

Figure D.7 – Cellule TEM à deux accès (septum symétrique) (voir D.6.1 et D.6.3)



IEC

a) Vue de côté

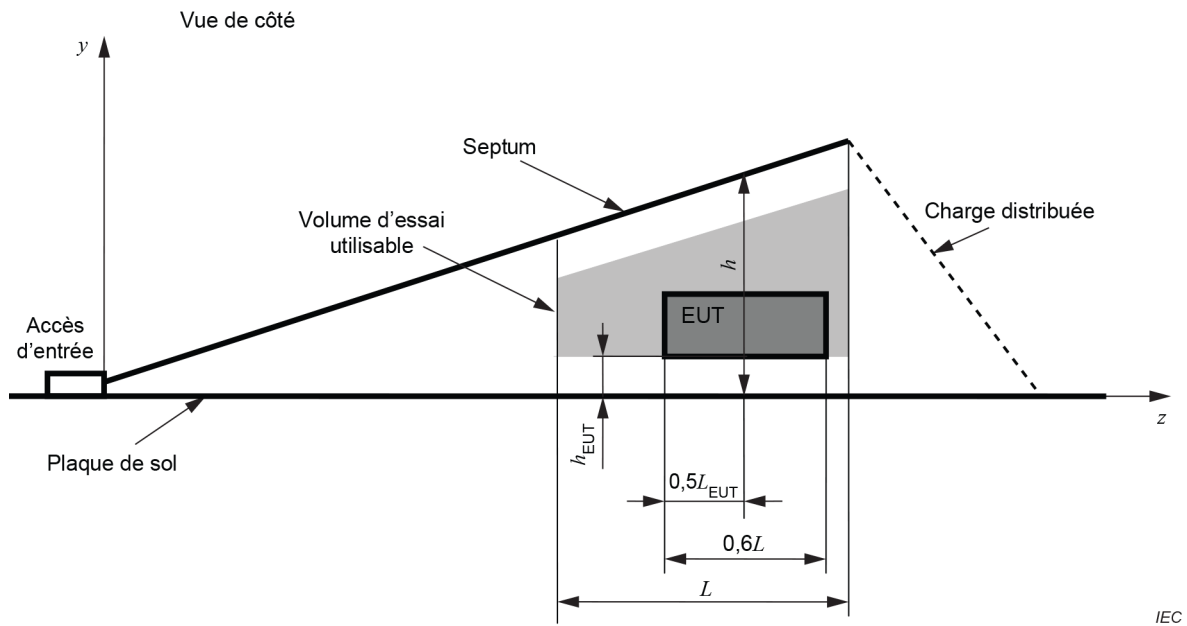


IEC

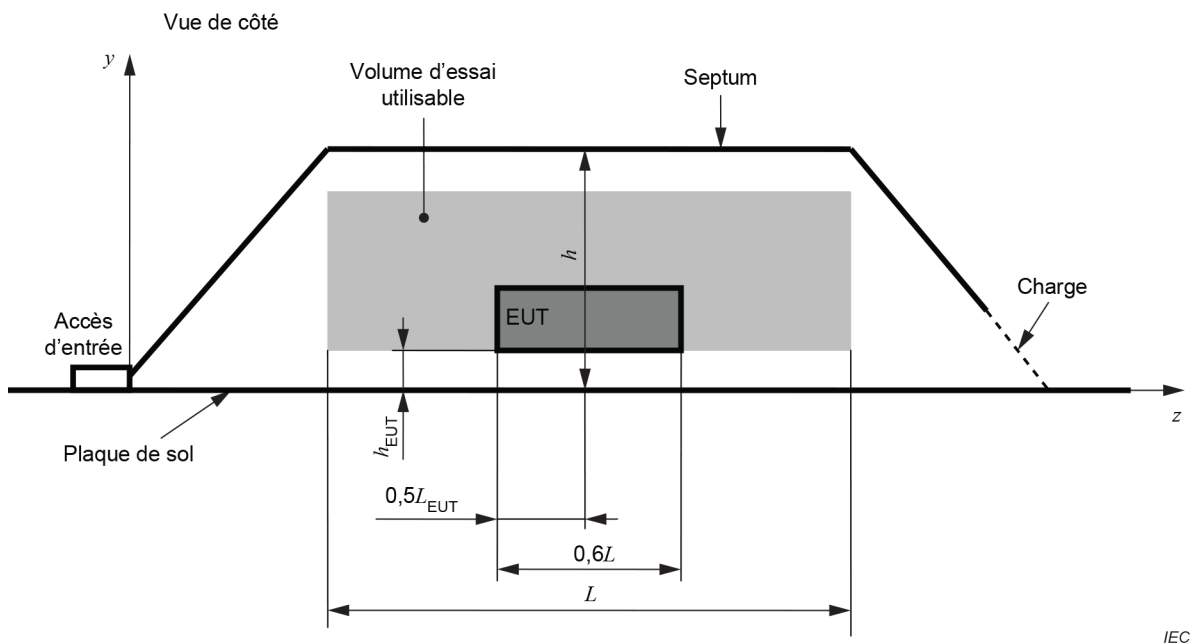
b) Vue en coupe

NOTE h_{EUT} est la distance minimale entre l'EUT et chaque conducteur ou absorbant du guide d'onde.

Figure D.8 – Cellule TEM à un accès (septum asymétrique) (voir D.6.1 et D.6.3)

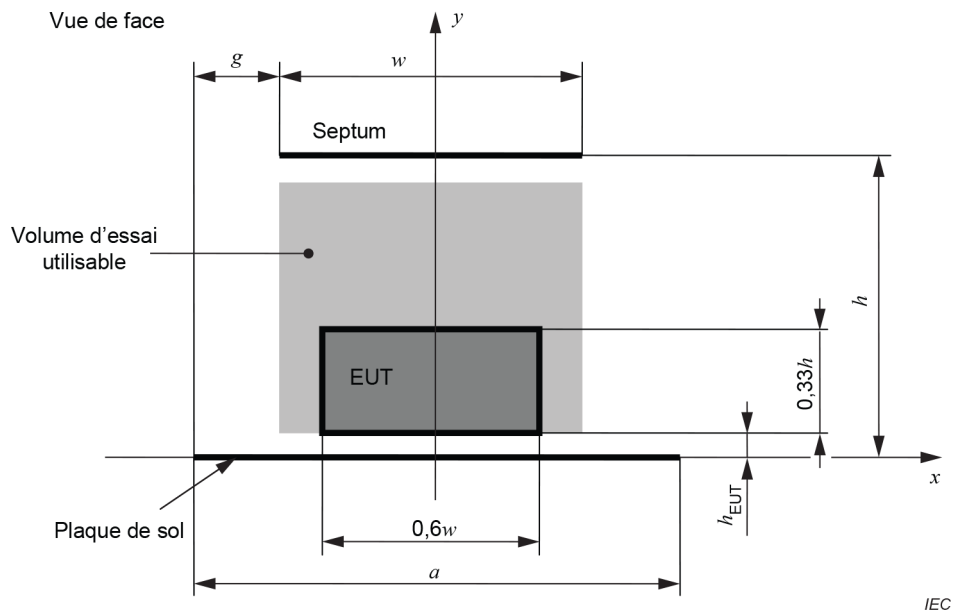


a) Vue de côté (un accès)



NOTE Une ligne ouverte triplaques avec vue latérale d'axe comme celle à la Figure D.7a) est obtenue en utilisant la géométrie de la Figure D.9b) et la théorie d'image.

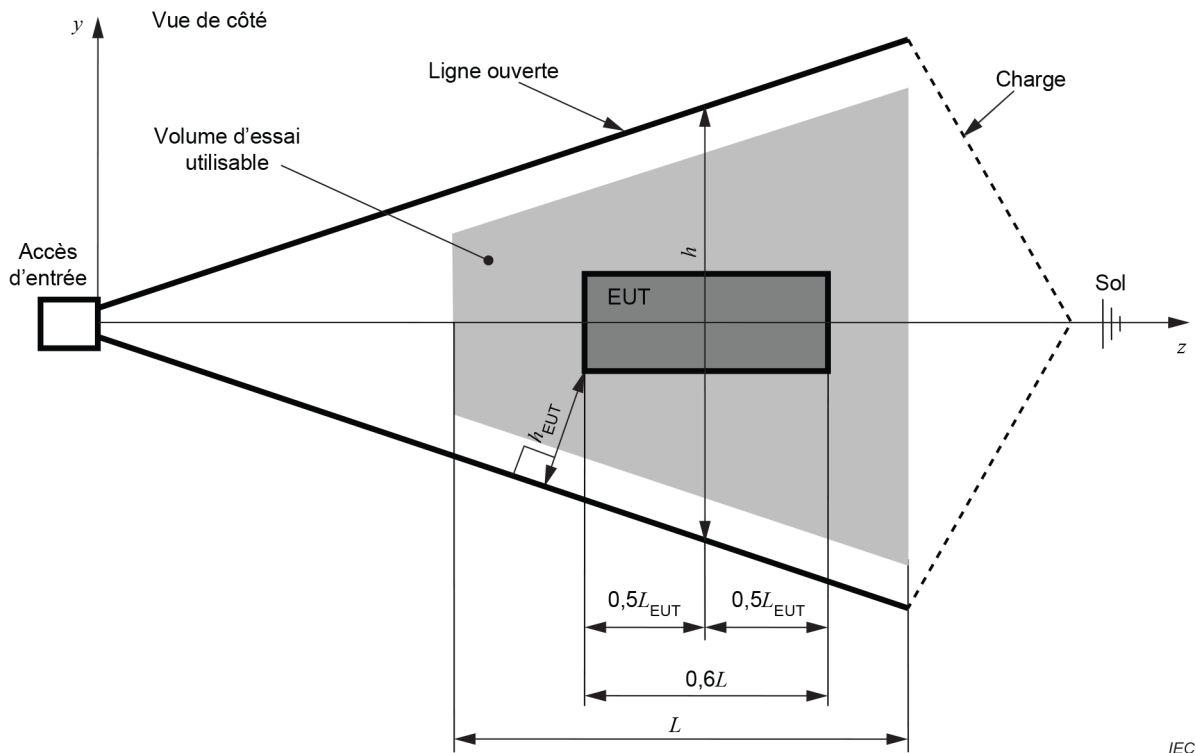
b) Vue de côté (fondamentalement similaire au guide d'onde TEM à deux accès, certaines versions présentent cependant une charge distribuée au niveau de l'accès de sortie)



c) Vue en coupe

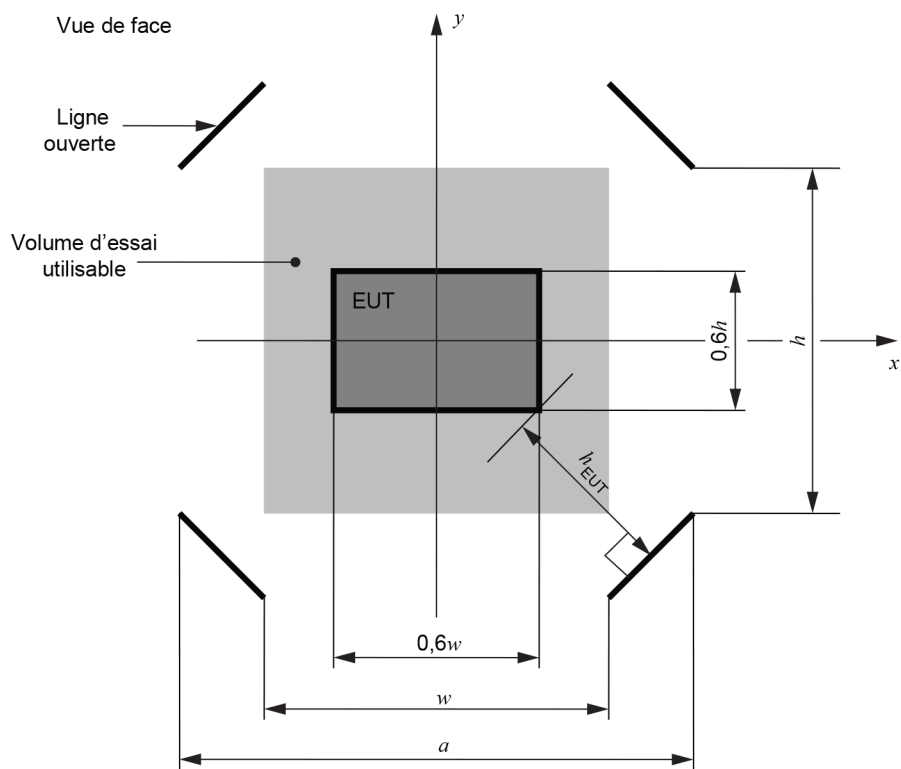
NOTE h_{EUT} est la distance minimale entre l'EUT et chaque conducteur ou absorbant du guide d'onde.

Figure D.9 – Ligne ouverte (deux plaques) (voir D.6.1 et D.6.2)



IEC

a) Vue de côté

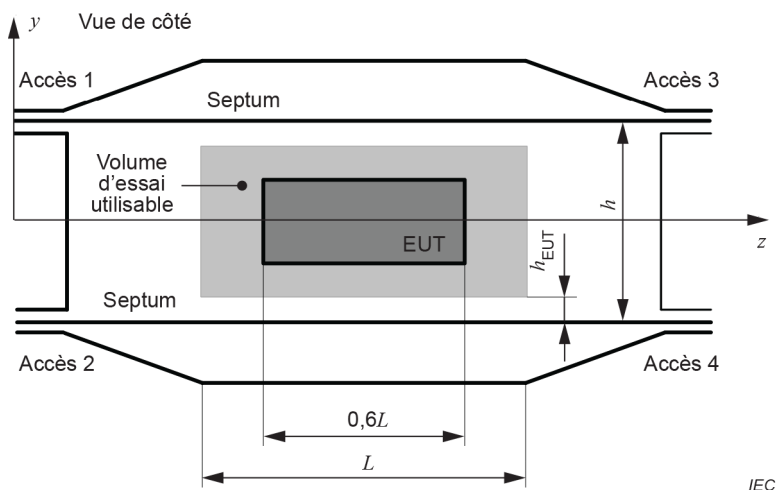


IEC

b) Vue en coupe

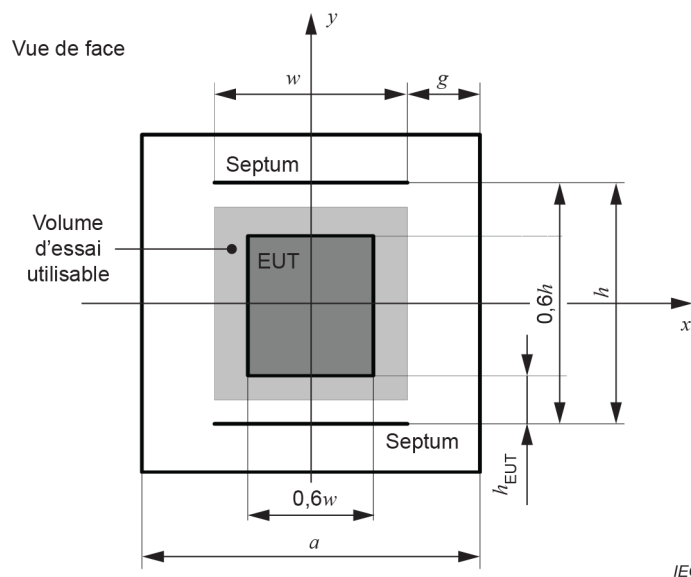
NOTE L'ensemble de la configuration du guide d'onde TEM est généralement entouré par une enveloppe complètement anéchoïque. Pour des raisons de symétrie, la restriction de hauteur maximale utilisable de l'EUT varie de $0,33 h$ à $0,6 h$ (voir 5.2.1).

Figure D.10 – Ligne ouverte (quatre plaques, alimentation équilibrée) (voir D.6.1)



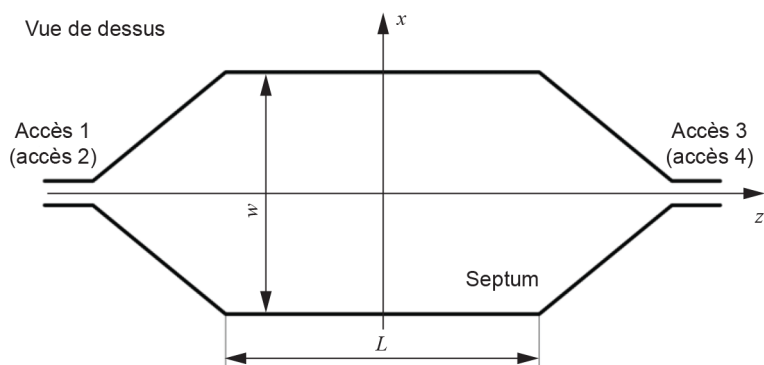
IEC

a) Vue de côté



IEC

b) Vue en coupe



IEC

c) Vue de dessus du septum

NOTE h_{EUT} est la distance minimale entre l'EUT et chaque conducteur ou absorbant du guide d'onde.

Figure D.11 – Guide d'onde TEM à quatre accès (septums parallèles symétriques) (voir D.6.1 et D.6.3)

Annex E (informative)

Méthode d'étalonnage pour les sondes de champ électrique dans les guides d'onde TEM

E.1 Aperçu

Les sondes de champ électrique à large plage de fréquences et à réponse dynamique élevée sont très souvent utilisées dans les procédures de validation de l'uniformité des champs conformément au présent document. Entre autres aspects, la qualité de l'étalonnage de la sonde de champ a un impact direct sur le budget d'incertitude d'un essai d'immunité aux perturbations rayonnées.

Généralement, en fonction de l'essai d'immunité aux perturbations rayonnées réalisé, les sondes peuvent être soumises à des niveaux d'amplitude de champ jusqu'à 200 V/m, voire plus, pendant la validation de l'uniformité de champ conformément au présent document. Par conséquent, il convient que l'étalonnage des sondes de champs électriques utilisées dans le présent document prenne en considération les plages de fréquences et de dynamiques prévues.

Les résultats de l'étalonnage d'une sonde ont présenté des différences lorsque celle-ci est étalonnée dans des laboratoires différents. Par conséquent, l'environnement et la méthode d'étalonnage de la sonde de champ sont spécifiés. L'Annex E fournit les procédures de validation des guides d'ondes TEM à utiliser pour l'étalonnage des sondes, et fournit les informations pertinentes sur l'étalonnage des sondes à utiliser pour les mesurages d'uniformité de champ, conformément au présent document afin de limiter ces différences de résultats de validation.

E.2 Exigences pour l'étalonnage des sondes

E.2.1 Généralités

Il convient que l'étalonnage des sondes de champ électrique destinées à être utilisées pour les procédures de validation UFA (zone de champ uniforme), telles qu'elles sont définies dans la présente norme, satisfasse aux exigences suivantes. Une zone de champ uniforme est un plan vertical hypothétique de l'étalonnage de champ dans lequel les variations acceptables sont relativement faibles.

E.2.2 Plage de fréquences d'étalonnage

Il convient que la plage de fréquences inclue normalement la fréquence la plus élevée spécifiée par la taille et la structure du guide d'onde TEM. Il convient que la plus grande dimension de la tête d'une sonde de champ électrique, $l_{p\max}$, soit inférieure au quart de la longueur d'onde à la fréquence d'étalonnage la plus élevée, $f_{c\max}$, de manière à éviter toute approche de la résonance. Par conséquent, la fréquence la plus élevée est donnée par la dimension de la tête de sonde selon l'équation (E.1)

$$f_{\max} \leq \frac{c_0}{4l_{p\max}} \quad (\text{E.1})$$

où, c_0 est la vitesse de la lumière.

Par exemple, lorsque la plus grande dimension de la tête de sonde de champ électrique, $l_{p \max}$, est égale à 2,5 cm, la fréquence la plus élevée selon l'équation (E.1) est égale à 3 GHz. Si la fréquence dépasse la fréquence la plus élevée déterminée par la vérification du mode TEM décrite en 5.2.2.3, l'étalonnage est effectué jusqu'à la fréquence la plus élevée déterminée par la vérification dudit mode.

E.2.3 Volume d'étalonnage

Il convient que les dimensions du volume d'étalonnage, qui sont aussi régulières que possible, avec par exemple la forme d'un cube ou d'un parallélépipède, soient inférieures à 20 % de la distance entre les conducteurs intérieur et extérieur (hauteur du septum). Il convient de positionner le centre du volume au niveau duquel une sonde de champ électrique peut être étalonnée à mi-hauteur du septum.

Il convient d'effectuer la validation du volume d'étalonnage aux points de quadrillage du cube. Un intervalle de quadrillage d'environ 10 % de la hauteur du septum est choisi entre deux points d'étalonnage. Il convient que la sonde ou le capteur de champ électrique utilisés pour la validation soit aussi petit que possible. Il n'est pas nécessaire d'étalonner la sonde ou le capteur.

NOTE 1 Lorsque les dimensions du volume d'étalonnage correspondent à un cube de 20 cm, par exemple, l'intervalle de quadrillage est de 10 cm et le nombre de points d'essai est de 27, tel qu'illustré à la Figure E.1 (voir Article E.5).

La procédure de validation du volume d'étalonnage est la suivante:

- a) les champs électriques sont mesurés à tous les points qui utilisent la méthode de puissance incidente constante décrite en 5.2.2.4.1. Il convient de sélectionner les fréquences telles que décrites en E.2.6;
- b) un écart type des champs électriques mesurés est calculé;
- c) il convient que l'écart type soit inférieur à environ 1 dB pour un guide d'onde TEM à un accès et à 0,6 dB pour un guide d'onde TEM à deux accès;

NOTE 2 La base de calcul des valeurs d'écart type précédentes est décrite en [36].

E.2.4 Dimensions des sondes

Il convient que les dimensions de la tête de sonde soient inférieures à 10 % de la distance entre les conducteurs intérieur et extérieur (hauteur du septum), h (voir 5.2.1). Il convient également que les dimensions de la sonde soient inférieures au volume d'étalonnage (voir E.2.3).

E.2.5 Perturbations des champs du guide d'onde TEM dues à la sonde

Il convient de valider la perturbation de la distribution de champ d'un guide d'onde TEM due à la sonde, y compris l'appareil de mesure, avec et sans la sonde.

NOTE 1 La perturbation de la sonde dépend non seulement des perturbations provoquées par l'appareil de mesure, mais également de la linéarité du guide d'onde TEM.

Un exemple de montage de mesure utilisé pour la validation de perturbation est présenté à la Figure E.2 (voir Article E.5). Il convient de connecter un amplificateur de puissance, un générateur de signaux, un coupleur directionnel et un wattmètre à un guide d'onde TEM, comme le montage pour l'étalonnage de la sonde. Une antenne unipolaire est utilisée pour la détection du champ électrique. Un petit orifice est percé dans la plaque de sol du guide d'onde TEM, puis l'antenne est fixée à la plaque de sol. Un capteur de champ électrique moins pénétrant, par exemple un capteur de champ électrique optique qui utilise un cristal électro-optique LiNbO_3 est également disponible en remplacement de l'antenne unipolaire. Un orifice d'accès dans le guide d'onde TEM n'est pas nécessaire lorsqu'un capteur électro-optique est utilisé. Il n'est pas nécessaire d'étalonner l'antenne/capteur. L'antenne unipolaire est connectée à un analyseur de spectre pour mesurer la sortie de l'antenne. Un cube métallique avec les dimensions du

volume d'étalonnage peut être utilisé pour représenter une sonde de champ pour cet essai de vérification des perturbations.

La procédure de validation des perturbations est la suivante:

- a) définir une fréquence sans sonde et appliquer la puissance incidente à un guide d'onde TEM;
- b) mesurer le niveau de puissance et la valeur lue de l'analyseur de spectre;
- c) augmenter la puissance et répéter b);
- d) modifier la fréquence (voir E.2.6) et répéter les étapes a) à c);
- e) lorsque toutes les fréquences ont été mesurées, ajouter la sonde et répéter les étapes a) à d);
- f) vérifier la perturbation de la valeur lue de puissance d'entrée.

Il convient que la différence entre la perturbation avec la sonde et celle sans ladite sonde soit inférieure à l'incertitude de mesure générée par le wattmètre et l'analyseur de spectre.

NOTE 2 Voir [7] et [58] pour les méthodes de détermination de l'incertitude de mesure. Certains fabricants d'appareils de mesure précisent l'incertitude de mesure des résultats qu'il est possible d'obtenir avec l'appareil.

E.2.6 Paliers de fréquence

Il est nécessaire d'utiliser des fréquences spécifiques d'étalonnage pour être en mesure de comparer les résultats d'essai entre différents laboratoires d'étalonnage (voir Tableau E.1).

Tableau E.1 – Fréquences d'étalonnage

Plage de fréquences	Fréquences d'étalonnage types
	MHz
f_0 à 1 GHz	f_0 , 50, 100, 150, 200, ..., 950, 1 000
Au-dessus de 1 GHz	1 000, 1 200, 1 400, ...
NOTE f_0 est la fréquence la plus basse de la sonde soumise à étalonnage.	

E.2.7 Amplitude de champ

Il convient que l'amplitude de champ à laquelle une sonde est étalonnée soit fondée sur l'amplitude de champ exigée pour l'essai d'immunité suivant. Comme la méthode préférentielle de validation de l'uniformité de champ est appliquée avec une amplitude de champ d'au moins 1,8 fois l'amplitude de champ à appliquer à l'EUT, il est recommandé d'effectuer l'étalonnage de sonde à une valeur égale au double de l'amplitude de champ d'essai comme indiqué dans le Tableau E.2.

NOTE Cette valeur couvre également l'exigence de compression de 1 dB de l'amplificateur de puissance.

Tableau E.2 – Niveau de l’amplitude du champ d’étalonnage

Niveau d’étalonnage	Amplitude du champ d’étalonnage V/m
1	2
2	6
3	20
4	60
X	Y
NOTE X, Y correspondent à un niveau d’étalonnage ouvert. Ce niveau est indiqué dans la spécification de produit ou par le laboratoire d’essai.	

E.3 Exigences pour les instruments d’étalonnage

E.3.1 Spécifications du guide d’onde TEM

Un guide d’onde TEM peut être utilisé pour établir les champs normalisés pour les étalonnages de la sonde de champ. Le champ au centre d’une cellule TEM entre le septum et la plaque haute ou basse est calculé à partir de l’équation (E.2):

$$E_{\text{approx}} = \frac{\sqrt{Z_0 P_{\text{net}}}}{h} \tag{E.2}$$

où

Z_0 est l’impédance caractéristique de la cellule TEM (typiquement 50 Ω),

P_{net} est la puissance nette en watts déterminée selon E.3.4,

h est la distance de séparation entre le septum et la plaque haute ou basse (en m).

NOTE 1 Le champ situé à mi-distance entre les deux conducteurs est calculé par approximation à l’aide de l’équation (E.2).

NOTE 2 L’équation (E.2) est valable uniquement pour le mode TEM.

Il convient que le ROS de la cellule TEM soit maintenu à une valeur peu élevée, par exemple moins de 1,3:1 pour réduire le plus possible les incertitudes de mesure.

Une méthode alternative de mesure de P_{net} consiste à utiliser un atténuateur étalonné à faible ROS et un détecteur de puissance connecté à l’accès de sortie du guide d’onde TEM (guide d’onde TEM à deux accès uniquement).

E.3.2 Harmoniques et signaux parasites

Il convient que tout harmonique ou signal parasite qui provient des amplificateurs de puissance soit inférieur d’au moins 20 dB au niveau de la fréquence porteuse. Cette valeur est exigée pour tous les niveaux d’amplitudes de champ utilisés pendant l’étalonnage et la vérification de la linéarité. Dans la mesure où le contenu harmonique des amplificateurs de puissance est généralement plus mauvais à des niveaux de puissance supérieurs, les harmoniques peuvent être mesurés uniquement à la valeur la plus élevée de l’amplitude du champ d’étalonnage. Le mesurage d’harmoniques peut être réalisé au moyen d’un analyseur de spectre étalonné qui est connecté à la sortie de l’amplificateur par l’intermédiaire d’un atténuateur ou d’un coupleur directionnel.

Il convient que les laboratoires d'étalonnage réalisent un mesurage pour valider le fait que les signaux harmoniques et/ou parasites qui proviennent de l'amplificateur satisfont aux exigences pour tous les montages de mesure. Ce mesurage peut être réalisé par connexion d'un analyseur de spectre à l'accès 3 du coupleur directionnel (avec remplacement du capteur du wattmètre par l'entrée de l'analyseur de spectre. Voir la Figure E.3 à l'Article E.5).

NOTE 1 Il est entendu que le niveau de puissance ne dépasse pas la puissance d'entrée maximale admissible de l'analyseur de spectre. Dans ce cas, un atténuateur est utilisé pour réduire le niveau de puissance.

Il convient que l'étalement de la fréquence couvre au moins le troisième harmonique de la fréquence prévue. Il convient de réaliser le mesurage de validation au niveau de puissance qui génère l'amplitude de champ prévue la plus élevée. Des filtres de suppression d'harmoniques peuvent être utilisés pour améliorer la pureté spectrale de l'amplificateur ou des amplificateurs de puissance.

NOTE 2 Le terme "fréquence prévue" dans l'alinéa précédent signifie la fréquence la plus élevée utilisée pour l'étalonnage de la sonde.

E.3.3 Fixation de la sonde

La fixation du montage de la sonde dans un guide d'onde TEM peut provoquer des réflexions de champs électromagnétiques au cours de l'étalonnage de la sonde. Il convient que le support de fixation soit constitué d'un matériau de permittivité relative inférieure à 1,2 et avec une tangente ($\tan \delta$) de pertes diélectriques inférieure à 0,005.

E.3.4 Mesure de la puissance nette fournie à un dispositif d'émission au moyen de coupleurs directionnels

La puissance nette fournie à un dispositif d'émission peut être mesurée avec un coupleur bidirectionnel à quatre accès ou avec deux coupleurs monodirectionnels à trois accès connectés dos à dos (qui forment un coupleur dit "directionnel double"). Un montage courant qui utilise un coupleur bidirectionnel pour mesurer la puissance nette fournie à un dispositif d'émission est représenté à la Figure E.3. Le couplage incident et le couplage réfléchi sont définis selon les équations (E.3) et (E.4), lorsque chaque accès est connecté à une charge adaptée et à une source adaptée:

$$c_{\text{fwd}} = \frac{P_3}{P_1} \quad (\text{E.3})$$

$$c_{\text{rev}} = \frac{P_4}{P_2} \quad (\text{E.4})$$

où P_1 , P_2 , P_3 et P_4 sont les puissances respectives à chaque accès du coupleur directionnel.

La puissance nette fournie au dispositif d'émission est donc conforme à l'équation (E.5):

$$P_{\text{net}} = \frac{P_{\text{PM1}} M_1}{c_{\text{fwd}}} - \frac{P_{\text{PM2}}}{c_{\text{rev}}} \quad (\text{E.5})$$

où P_{PM1} et P_{PM2} sont les valeurs lues sur le wattmètre en unités linéaires.

Lorsque le ROS du guide d'onde TEM est connu, un coupleur unique à trois accès peut alors être utilisé. Par exemple, un guide d'onde TEM avec un ROS de 1,5:1 équivaut à un coefficient de réflexion de tension (ρ_{voltage}) de 0,2.

La précision est affectée par la directivité du coupleur. La directivité est une mesure de l'aptitude du coupleur à isoler les signaux incident et réfléchi. Pour un dispositif d'émission bien adapté, la puissance réfléchie est bien plus faible que la puissance incidente. L'effet de la directivité est, par conséquent, moins important que dans une application de réflectivité. Par exemple, lorsque le guide d'onde TEM a un ROS de 1,5:1 et lorsque le coupleur a une directivité de 20 dB, l'incertitude maximale absolue de la puissance nette due à la directivité finie est de 0,22 dB – 0,18 dB = 0,04 dB avec une distribution en U (où 0,22 dB est la perte de puissance apparente incidente due au ROS de 1,5:1).

La puissance nette fournie au dispositif d'émission est donc conforme à l'équation (E.6):

$$P_{\text{net}} = \frac{P_{\text{PM1}} \cdot (1 - \rho_{\text{volt}}^2)}{c_{\text{fwd}}} \quad (\text{E.6})$$

E.4 Étalonage de la sonde de champ électrique

E.4.1 Méthodes d'étalonnage

Bien que trois méthodes d'étalonnage soient spécifiées en [19], deux méthodes sont généralement utilisées. La méthode de champ normalisé qui utilise les amplitudes de champs calculées est employée pour un guide d'onde TEM à deux accès (voir E.4.2). La méthode d'étalonnage qui utilise un étalon de transfert (c'est-à-dire un capteur ou une sonde de champ similaire à celui ou à celle qui fait l'objet de l'étalonnage) est employée pour un guide d'onde TEM à un accès.

E.4.2 Procédure d'étalonnage à l'aide d'un guide d'onde TEM à deux accès

La méthode de champ normalisé peut être appliquée pour l'étalonnage de la sonde à l'aide d'un guide d'onde TEM à deux accès. La Figure E.4 (voir Article E.5) présente un exemple de montage pour l'étalonnage d'une sonde de champ électrique. Si le niveau de champ électrique et les puissances incidente et réfléchie font l'objet d'une lecture manuelle, il n'est pas nécessaire d'utiliser un ordinateur. La procédure d'étalonnage avec un guide d'onde TEM à deux accès est la suivante:

- a) positionner le capteur d'amplitude de champ électrique isotrope à mi-hauteur du septum;
- b) appliquer une puissance incidente à l'accès d'entrée du guide d'onde TEM de manière à ce que l'amplitude du champ électrique de la composante de champ primaire soit comprise entre 6 V/m et 20 V/m, sur la plage de fréquences spécifiée en E.2.2 en paliers de fréquences spécifiés en E.2.6, et enregistrer toutes les valeurs lues de puissances incidente et réfléchie, et d'amplitudes de champs de composantes primaires et secondaires;
- c) calculer la puissance nette, P_{net} , avec l'équation (E.5) ou l'équation (E.6) (voir E.3.4) et les puissances mesurées;
- d) calculer l'amplitude de champ électrique primaire nominale à l'aide de l'équation (E.2) (voir E.3.1) sous la forme E_{approx} .

NOTE Le facteur d'étalonnage varie en fonction de la méthode d'installation de la sonde. Il existe également une méthode qui permet d'insérer uniquement une tête de sonde depuis la partie supérieure d'un guide d'onde TEM, de manière à neutraliser l'influence de tous éléments éventuels autres que la tête de sonde.

Le facteur d'étalonnage, F_p , peut être obtenu à l'aide de l'équation (E.7)

$$F_p = \frac{E_m}{E_{\text{approx}}} \quad \text{ou} \quad F_p = E_m - E_{\text{approx}} \quad (\text{E.7})$$

où E_m est l'amplitude de champ primaire mesurée.

E.4.3 Procédure d'étalonnage à l'aide d'un guide d'onde TEM à un accès

E.4.3.1 Méthode de transfert

Généralement, les écarts de l'amplitude de champ électrique mesurée par rapport à l'amplitude de champ donnée par l'équation (E.2) (voir E.3.1) sont de l'ordre de $\pm 0,5$ dB pour toutes les fréquences avec un guide d'onde TEM à deux accès. Toutefois, les écarts peuvent être de ± 3 dB ou ± 4 dB dans le cas d'un guide d'onde TEM à un accès. Par conséquent, il convient de ne pas utiliser la méthode d'étalonnage décrite en E.4.2 dans le guide d'onde TEM à un accès. L'étalonnage de la sonde avec un guide d'onde TEM à un accès peut en revanche être réalisé à l'aide d'une méthode de transfert.

Une sonde de transfert peut être utilisée pour établir des champs normalisés dans un dispositif de génération de champs (appelé dispositif étalon de fonctionnement). La réponse de la sonde de transfert peut être déterminée soit par des calculs théoriques (pour les sondes comme les dipôles) soit par les étalonnages effectués selon d'autres méthodes (par exemple, une méthode à trois antennes dans une chambre anéchoïque peut être utilisée). Une autre méthode consiste à utiliser une cellule TEM à deux accès de petite taille (pour permettre une fréquence supérieure élevée). L'utilisation d'une cellule TEM de petite taille exige également que la sonde de transfert soit suffisamment petite. Lorsque la fonction de transfert du dispositif étalon de fonctionnement est connue, l'étalonnage de la sonde peut être effectué à des niveaux de puissance différents, à condition que la réponse du dispositif soit linéaire. Il convient de documenter dans le rapport d'essai d'étalonnage la possibilité d'erreurs supplémentaires dues à la différence observée dans les environnements d'étalonnage (par exemple emplacement d'étalonnage, taille, orientation) pour les étalons de transfert ainsi qu'aux différences de formes observées entre l'étalon de transfert et la sonde en étalonnage.

La procédure d'étalonnage de la sonde à l'aide de la méthode de transfert est la suivante:

- a) positionner la sonde de transfert à mi-hauteur du septum dans le guide d'onde TEM à utiliser pour l'étalonnage de la sonde;
- b) appliquer une puissance incidente à l'accès d'entrée du guide d'onde TEM sur la plage de fréquences spécifiée en E.2.2, en paliers de fréquences spécifiés en E.2.6, et enregistrer toutes les valeurs lues de puissance incidente et réfléchie, et de champs de composantes primaires (il convient de convertir la tension de sortie de la sonde de transfert en amplitude du champ électrique);
- c) calculer la puissance nette, P_{net} , avec l'équation (E.5) ou l'équation (E.6) (voir E.3.4) et les puissances mesurées;
- d) remplacer la sonde de transfert par le capteur d'amplitude de champ électrique isotrope ou la sonde à étalonner;
- e) appliquer une puissance incidente au guide d'onde TEM de sorte que la puissance nette soit identique à la puissance spécifiée à l'étape b), et enregistrer les valeurs lues de champ primaire.

Le facteur d'étalonnage, F_p , est obtenu à l'aide de l'équation (E.8)

$$F_p = \frac{E_m}{E_T} \text{ ou } F_p = E_m - E_T \quad (\text{E.8})$$

où E_T est l'amplitude de champ primaire obtenue par la sonde de transfert.

La méthode de transfert est précise si les conditions suivantes sont satisfaites:

- le montage n'est pas modifié entre les procédures de transfert et d'étalonnage;
- la position de la sonde au cours des mesurages est reproduite;
- la puissance émise reste la même;
- la sonde en essai est similaire en construction (taille et conception d'élément) à la sonde de transfert;
- les câbles de connexion de la tête du capteur et la lecture ne perturbent pas ou ne captent pas le champ;
- le dispositif étalon de fonctionnement est largement anéchoïque.

Les références [19], [20] et [21] fournissent plus d'informations concernant cette méthode.

E.4.3.2 Méthode d'estimation du champ électrique à la position d'étalonnage

En l'absence de sonde de transfert, une sonde peut être étalonnée à l'aide de l'autre méthode définie en E.4.3.2. Une antenne unipolaire mentionnée en E.2.5 est utilisée (voir Figure E.5 à l'Article E.5). La procédure d'étalonnage de la sonde est la suivante:

- a) positionner l'antenne unipolaire sur la plaque de sol du guide d'onde TEM;
- b) appliquer la puissance incidente à l'accès d'entrée du guide d'onde TEM sur la plage de fréquences spécifiée en E.2.2, en paliers de fréquences spécifiés en E.2.6, et enregistrer toutes les valeurs de puissances incidente et réfléchie, ainsi que les valeurs lues de l'analyseur de spectre, P_{mono} ;
- c) calculer l'amplitude du champ électrique à la position du monopole, E_{mono} , à l'aide du facteur d'antenne de l'antenne unipolaire (voir E.4.3.3);
- d) calculer la puissance nette, P_{net} , avec l'équation (E.5) ou l'équation (E.6) (voir E.3.4) et les puissances mesurées;
- e) retirer l'antenne unipolaire, puis positionner un capteur de champ électrique de petite taille (par exemple, capteur de champ électrique optique) à l'emplacement antérieur de ladite antenne;
- f) appliquer une puissance incidente de sorte que la puissance nette soit identique à celle indiquée en b), puis enregistrer la valeur de champ primaire ou les valeurs lues de l'analyseur de spectre issues du capteur de champ électrique (E_M ou P_M);

NOTE Un étalonnage du capteur de champ électrique de petite taille n'est pas nécessairement effectué. Bien qu'une sonde de champ électrique puisse être appliquée, la sonde à étalonner n'est pas utilisée.

- g) positionner le capteur de champ électrique de petite taille ou la sonde à l'emplacement d'étalonnage (normalement à mi-hauteur du septum);
- h) appliquer une puissance incidente de sorte que la puissance nette soit identique à celle indiquée en b), puis enregistrer l'amplitude de champ primaire ou les valeurs lues de l'analyseur de spectre issues du capteur de champ électrique ou de la sonde (E_C ou P_C).

L'amplitude du champ électrique de référence peut être calculée à l'aide de l'équation (E.9).

$$E_{\text{ref}} = \frac{E_{\text{mono}} \sqrt{P_C}}{\sqrt{R_M}} \quad \text{ou} \quad E_{\text{ref}} = \frac{E_{\text{mono}} E_C}{E_M} \quad (\text{E.9})$$

Le facteur d'étalonnage, F_p , peut être obtenu sous la forme

$$F_p = \frac{E_m}{E_{\text{ref}}} \quad \text{ou} \quad F_p = E_m - E_{\text{ref}} \quad (\text{E.10})$$

où E_m est l'amplitude de champ primaire obtenue par la sonde en essai.

Le facteur d'antenne de l'antenne unipolaire est obtenu à l'aide de la méthode E.4.3.3.

E.4.3.3 Calcul du facteur d'antenne unipolaire à partir de l'impédance de l'antenne en utilisant une longueur équivalente

L'impédance de l'antenne peut être obtenue par la mesure du coefficient de réflexion de l'antenne à l'aide d'un analyseur de réseau, ou par un calcul à l'aide de la formule de Labus [45], voire par l'application d'autres méthodes numériques telles que la méthode des moments.

Le circuit équivalent d'une antenne de réception et d'un appareil de mesure est représenté à la Figure E.6 (voir Article E.5). La tension aux bornes de l'antenne, V_0 , est obtenue par l'équation (E.11):

$$V_0 = \frac{Z_0 V}{Z_0 + Z_{\text{ant}}} = -\frac{Z_0 l_e E}{Z_0 + Z_{\text{ant}}} \quad (\text{E.11})$$

où Z_0 et Z_{ant} représentent l'impédance caractéristique de l'appareil de mesure et l'impédance de l'antenne, respectivement. E désigne l'amplitude du champ électrique à l'emplacement de l'élément de l'antenne. l_e désigne la longueur utile de l'antenne, calculée à l'aide de l'équation (E.12):

$$l_e = \begin{cases} \frac{1}{\sin\left(\frac{2\pi l}{\lambda}\right)} \int_0^l \sin\left(\frac{2\pi x}{\lambda}\right) dx = \frac{\lambda}{2\pi \sin\left(\frac{2\pi l}{\lambda}\right)} \left\{1 - \cos\left(\frac{2\pi l}{\lambda}\right)\right\} & \left(l \leq \frac{\lambda}{4}\right) \\ \frac{\lambda}{2\pi} \left\{1 - \cos\left(\frac{2\pi l}{\lambda}\right)\right\} & \left(\frac{\lambda}{4} \leq l < \frac{\lambda}{2}\right) \end{cases} \quad (\text{E.12})$$

où l et λ représentent la longueur de l'élément constitutif de l'antenne et la longueur d'onde, respectivement.

Le facteur d'antenne, F_a , est exprimé par l'amplitude du champ électrique et la tension aux bornes, et est déterminé par l'équation (E.13).

$$F_a = \frac{E}{V_0} \quad (\text{E.13})$$

Le facteur d'antenne est obtenu à partir de l'équation (E.11) et de l'équation (E.13) sous la forme de l'équation (E.14)

$$F_a = \frac{Z_0 + Z_{\text{ant}}}{Z_0 l_e} \quad (\text{E.14})$$

E.5 Figures de l'Annex E

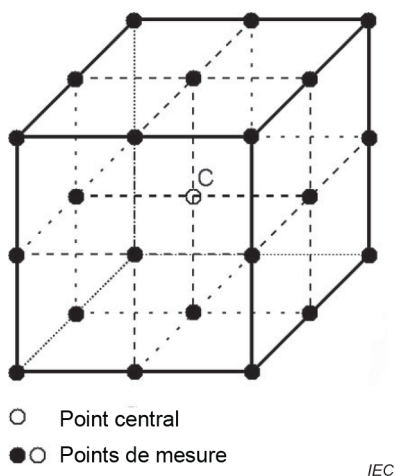


Figure E.1 – Exemple de points d'essai pour la validation du volume d'étalonnage (voir E.2.3)

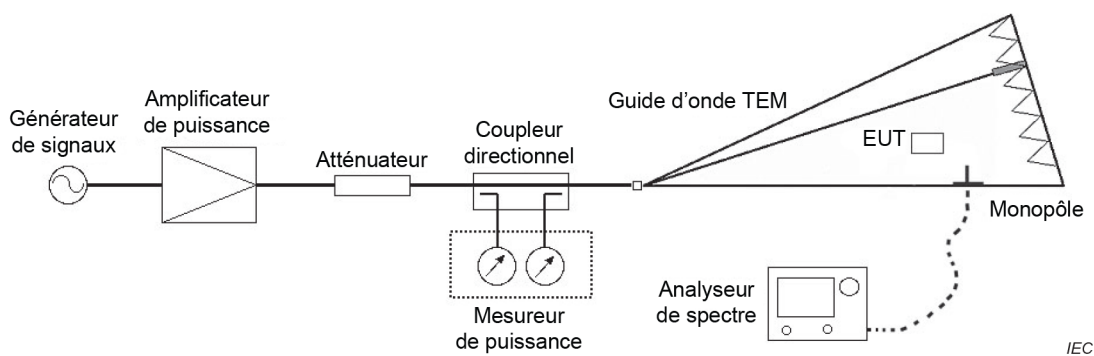


Figure E.2 – Montage pour la validation des perturbations de la sonde (voir E.2.5)

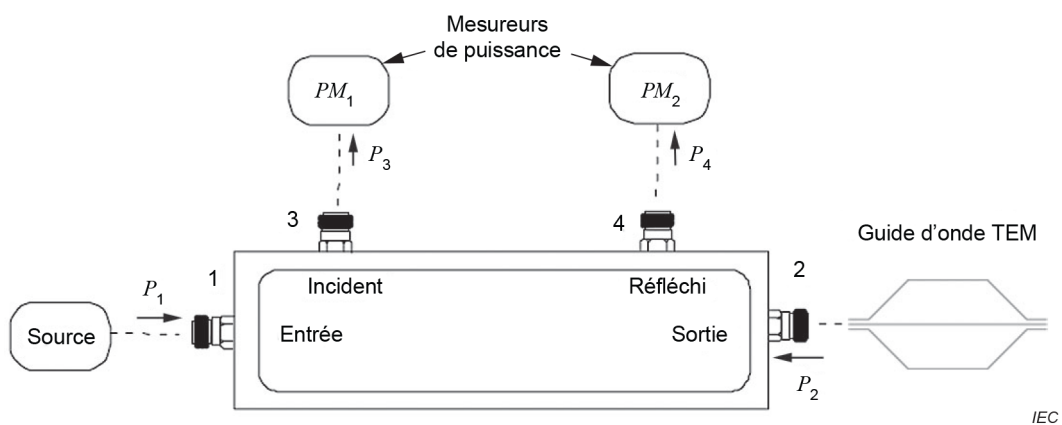


Figure E.3 – Montage pour la mesure de la puissance nette vers un dispositif d'émission (pas à l'échelle) (voir E.3.4)

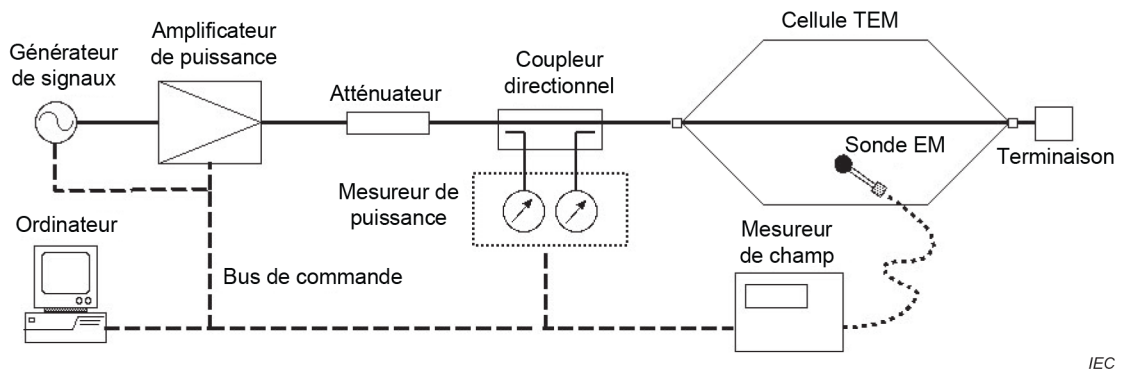
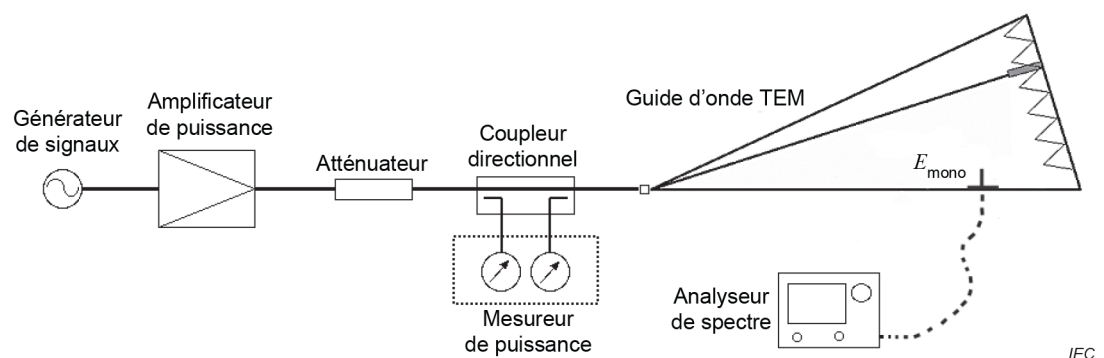
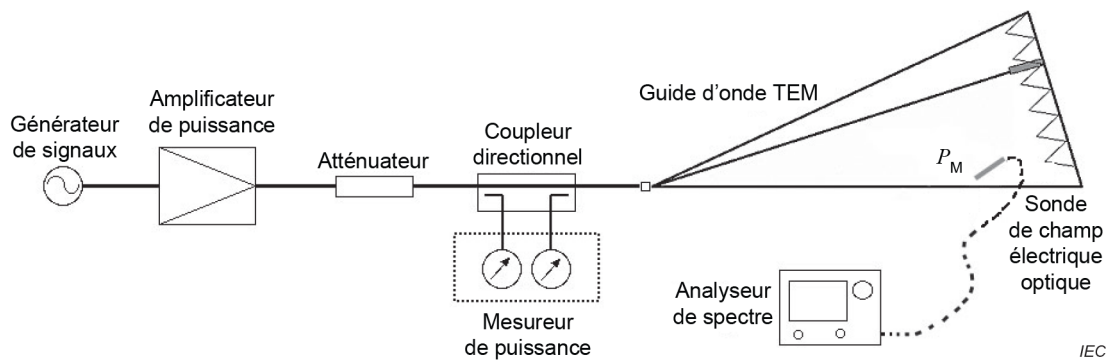


Figure E.4 – Exemple de montage d'étalonnage d'une sonde de champ électrique avec un guide d'onde TEM à deux accès (voir E.4.2)



a) Utilisation d'une antenne unipolaire



b) Utilisation d'un petit capteur de champ électrique

Figure E.5 – Exemple de montage d'étalonnage d'une sonde de champ électrique avec un guide d'onde TEM à un accès et par une autre méthode (voir E.4.3.2)

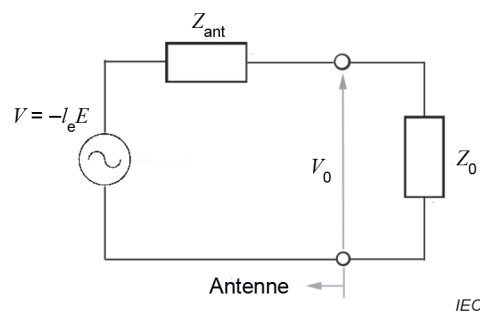


Figure E.6 – Circuit équivalent de l'antenne unipolaire et appareil de mesure (voir E.4.3.3)

Annex F (informative)

Incertitude d'instrumentation des résultats de mesure des émissions

F.1 Mesurages des perturbations rayonnées à l'aide d'un guide d'onde TEM

F.1.1 Mesurande pour les mesurages des perturbations rayonnées à l'aide d'un guide d'onde TEM

E champ perturbateur, en dB(μ V/m), mesuré au niveau d'un OATS/SAC de 10 m entre 30 MHz et 1 000 MHz, et d'une FAR (FSOATS) de 3 m entre 1 GHz et 18 GHz

NOTE Par hypothèse, les résultats de mesure relevés dans un guide d'onde TEM sont convertis en amplitude du champ pour les comparer aux limites OATS à 10 m jusqu'à 1 GHz, et aux limites FAR à 3 m au-dessus de 1 GHz.

F.1.2 Symboles des grandeurs d'entrée communes à tous les mesurages de perturbations

a_c	atténuation de la connexion entre le récepteur et le guide d'onde TEM, en dB
δ_M	correction de l'erreur provoquée par une désadaptation, en dB
V_r	valeur lue de la tension du récepteur, en dB(μ V)
δV_{SW}	correction de l'inexactitude de tension sinusoïdale du récepteur, en dB
δV_{pa}	correction de la réponse en amplitude d'impulsion imparfaite du récepteur, en dB
δV_{pr}	correction de la réponse de fréquence de répétition d'impulsion imparfaite du récepteur, en dB
δV_{nf}	correction de l'effet du bruit de fond du récepteur, en dB

F.1.3 Symboles des grandeurs d'entrée spécifiques aux mesurages de guide d'onde TEM

$F_{convTEM}$	facteur de conversion des mesurages de l'amplitude du champ dans le guide d'onde TEM, en dB(1/m)
δS_{uni}	facteur de correction de non-uniformité du champ dans le volume de l'EUT, en dB
δS_d	facteur de correction pour la distance de séparation entre l'accès du guide d'onde et l'EUT, en dB
δS_{EUTdir}	facteur de correction pour l'effet de la directivité de l'EUT, en dB
δS_{tt}	facteur de correction pour l'effet du matériau de la table tournante/du manipulateur, en dB

F.2 Grandeurs d'entrée à prendre en considération pour les mesurages des perturbations rayonnées à l'aide d'un guide d'onde TEM

- a) valeur lue du récepteur
- b) atténuation du câble entre le guide d'onde TEM et le récepteur de mesure
- c) facteur de conversion pour les mesurages d'amplitude du champ à l'aide du guide d'onde TEM
- d) grandeurs d'entrée relatives au récepteur
 - 1) exactitude de tension sinusoïdale

- 2) réponse en amplitude d'impulsion
- 3) réponse de fréquence de répétition d'impulsion
- 4) proximité du bruit de fond
- e) effets de désadaptation entre l'accès du récepteur du guide d'onde TEM et le récepteur de mesure
- f) effet de non-uniformité du champ
- g) effet de distance de séparation entre l'EUT et l'accès du guide d'onde
- h) effet de directivité de l'EUT
- i) effet du matériau de la table tournante/du manipulateur de l'EUT

F.3 Budget d'incertitude et justification des grandeurs d'entrée pour les mesurages des perturbations rayonnées à l'aide d'un guide d'onde TEM

F.3.1 Budget d'incertitude pour les mesurages des perturbations rayonnées à l'aide d'un guide d'onde TEM

Le mesurande E est calculé à l'aide du modèle de l'équation (F.1):

$$E = V_r + a_c + F_{\text{conv TEM}} + \delta V_{\text{sw}} + \delta V_{\text{pa}} + \delta V_{\text{pr}} + \delta V_{\text{nf}} + \delta M + \delta S_{\text{uni}} + \delta S_d + \delta S_{\text{EUT dir}} + \delta S_{\text{TT}} \quad (\text{F.1})$$

Tableau F.1 – Budget d'incertitude pour les résultats de mesure des perturbations rayonnées à l'aide d'un guide d'onde TEM entre 30 MHz et 1 000 MHz (exemple)

Grandeur d'entrée ^a	X_i	Incertaince de x_i		$c_i u(x_i)$ ^b
		dB	Fonction de densité de probabilité	dB
valeur lue du récepteur ^{F1)}	V_r	± 0,1	$k = 1$	0,10
Atténuation: Récepteur TEMwg ^{F2)}	a_c	± 0,2	$k = 2$	0,10
Facteur de conversion TEM ^{F7)}	$F_{\text{conv TEM}}$	± 0,0	-	0,0
Corrections du récepteur:				
Tension sinusoïdale ^{F3)}	δV_{sw}	± 1,0	$k = 2$	0,50
Réponse en amplitude d'impulsion ^{F4)}	δV_{pa}	± 1,5	Rectangulaire	0,87
Réponse de fréquence de répétition d'impulsion ^{F4)}	δV_{pr}	± 1,5	Rectangulaire	0,87
Proximité du bruit de fond ^{F5)}	δV_{nf}	± 0,3	Rectangulaire	0,17
Désadaptation: Récepteur TEMwg ^{F6)}	δM	+0,64/-0,69	En forme de U	0,47
Non-uniformité du champ ^{F8)}	δS_{uni}	± 2,61	$k = 1$	2,61
Distance de séparation ^{F9)}	δS_d	± 0,19	Rectangulaire	0,11
Effet de directivité de l'EUT ^{F10)}	$\delta S_{\text{EUT dir}}$	-1,5/0	Rectangulaire	1,2
Effet du manipulateur de l'EUT ^{F11)}	δS_{TT}	± 2,0	Rectangulaire	1,16
La fonction de répartition est normale, sauf indication contraire dans le tableau.				
^a Les exposants (par exemple, ^{F1)}) correspondent aux éléments de liste en F.3.2.				
^b Tout $c_i = 1$				

Par conséquent, l'incertitude élargie selon l'équation (F.2) est $U(E) = 2uc(E) = 6,82$ dB.

$$u_c(y) = \sqrt{\sum_i c_i^2 u^2(x_i)} \quad (\text{F.2})$$

NOTE L'équation (F.1) et l'équation (F.2) peuvent également être utilisées pour l'algorithme à trois positions (voir A.3.2.3), car la même incertitude s'applique à chacune des trois tensions lorsque le même instrument est utilisé.

Tableau F.2 – Budget d'incertitude pour les résultats de mesure des perturbations rayonnées à l'aide d'un guide d'onde TEM entre 1 GHz et 6 GHz (exemple)

Grandeur d'entrée ^a	X_i	Incertitude de x_i		$c_i u(x_i)$ ^b
		dB	Fonction de densité de probabilité	dB
valeur lue du récepteur ^{F1)}	V_r	± 0,1	$k = 1$	0,10
Atténuation: Récepteur TEMwg ^{F2)}	a_c	± 0,3	$k = 2$	0,15
Facteur de conversion TEM ^{F7)}	$F_{\text{conv TEM}}$	± 0,0	-	0,0
Corrections du récepteur:				
Tension sinusoïdale ^{F3)}	δV_{sw}	± 1,5	$k = 2$	0,75
Proximité du bruit de fond ^{F5)}	δV_{nf}	+ 0,2/0,0	Rectangulaire	0,12
Désadaptation: Récepteur TEMwg ^{F6)}	δM	+0,51/-0,54	En forme de U	0,37
Non-uniformité du champ ^{F8)}	δS_{uni}	± 2,61	$k = 1$	2,61
Distance de séparation ^{F9)}	δS_d	± 0,19	Rectangulaire	0,11
Effet de directivité de l'EUT	$\delta S_{\text{EUT dir}}$	-	-	0
Effet du manipulateur de l'EUT ^{F11)}	δS_{TT}	± 2,0	Rectangulaire	1,16
La fonction de répartition est normale, sauf indication contraire dans le tableau.				
^a Les exposants (par exemple, ^{F1)}) correspondent aux éléments de liste en F.3.2.				
^b Tout $c_i = 1$				

Par conséquent, l'incertitude élargie selon l'équation (F.2) est $U(E) = 2uc(E) = 5,97$ dB.

F.3.2 Justification des estimations des grandeurs d'entrée pour les mesurages des perturbations rayonnées à l'aide d'un guide d'onde TEM

NOTE 1 Les commentaires F1) à F8) sont adaptés de la CISPR 16-4-2 [15].

NOTE 2 Le contexte général relatif à l'incertitude de mesure des perturbations rayonnées est indiqué en [30].

F1) Les valeurs lues du récepteur varient pour des raisons liées à l'instabilité du système de mesure et aux erreurs d'interpolation d'échelle de l'appareil de mesure. L'estimation de V_r est la moyenne de nombreuses valeurs lues (taille d'échantillon supérieure à 10) d'un signal stable, avec une incertitude type donnée par l'écart type expérimental de la moyenne ($k = 1$).

F2) Une estimation de l'atténuation a_c de la connexion entre le récepteur et le guide d'onde TEM est par hypothèse disponible dans un rapport d'étalonnage, avec une incertitude élargie et un facteur d'élargissement.

NOTE 3 Si l'estimation de l'atténuation a_c est obtenue par des données du fabricant pour un câble ou un atténuateur, une loi rectangulaire dont la moitié de la largeur est égale à la tolérance d'atténuation spécifiée du fabricant peut être prise pour hypothèse. Si la connexion est un câble et un atténuateur en tandem, chacun contenant les données du fabricant, a_c comprend deux composants dont chacun dispose de sa propre loi rectangulaire.

NOTE 4 Dans la plage de fréquences inférieure à 30 MHz, l'estimation de l'incertitude élargie est de 0,1 dB, elle est de 0,2 dB entre 30 MHz et 1 000 MHz, de 0,3 dB entre 1 GHz et 6 GHz, et de 0,6 dB entre 6 GHz et 18 GHz avec un facteur d'élargissement de 2. Une estimation inférieure de cette incidence d'incertitude peut être obtenue à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel pour l'étalonnage de câble.

- F3) Une estimation de la correction δV_{sw} de l'exactitude de tension sinusoïdale du récepteur est par hypothèse disponible dans un rapport d'étalonnage, avec une incertitude élargie et un facteur d'élargissement.

NOTE 5 Si un rapport d'étalonnage indique uniquement que l'exactitude de tension sinusoïdale du récepteur se situe dans les limites de tolérance de la CISPR 16-1-1 (± 2 dB), alors l'estimation de la correction δV_{sw} est nulle avec une loi rectangulaire dont la moitié de la largeur est de 2 dB. Si le rapport d'étalonnage indique une valeur inférieure à celle de la tolérance de la CISPR 16-1-1 (± 1 dB, par exemple), alors cette valeur doit être utilisée dans le calcul d'incertitude, et pas la valeur d'incertitude indiquée du processus d'étalonnage. Si le rapport d'étalonnage donne des écarts précis par rapport aux valeurs de référence, alors ces écarts et les incertitudes du laboratoire d'étalonnage sont utilisés pour déterminer les incertitudes du récepteur de mesure.

- F4) En règle générale, il se révèle peu pratique de corriger les caractéristiques de réponse aux impulsions imparfaites du récepteur.

Un rapport de vérification qui indique que la réponse en amplitude d'impulsion du récepteur est conforme à la tolérance de la CISPR 16-1-1 de $\pm 1,5$ dB pour la détection de crête, de quasi-crête, moyenne ou moyenne efficace est par hypothèse disponible.

La correction δV_{pa} est estimée nulle avec une loi rectangulaire dont la moitié de la largeur est de 1,5 dB.

La tolérance de la CISPR 16-1-1 en matière de réponse de fréquence de répétition varie en fonction de la fréquence de répétition et du type de détecteur. Un rapport de vérification qui indique que les réponses de fréquence de répétition d'impulsion du récepteur sont conformes aux tolérances de la CISPR 16-1-1 est par hypothèse disponible. La correction δV_{pr} est estimée nulle avec une loi rectangulaire dont la moitié de la largeur est de 1,5 dB, cette valeur étant considérée comme représentative des différentes tolérances de la CISPR 16-1-1.

NOTE 6 Si la réponse en amplitude d'impulsion ou la réponse de fréquence de répétition d'impulsion se situe effectivement dans les limites de $\pm \alpha$ dB de la spécification CISPR ($\alpha \leq 1,5$), la correction pour cette réponse est estimée nulle avec une loi rectangulaire dont la moitié de la largeur est de α dB.

NOTE 7 Si une perturbation génère un signal du type à ondes entretenues au niveau du détecteur, les corrections de réponse aux impulsions ne sont pas prises en considération.

- F5) Le bruit de fond d'un récepteur CISPR est comparé au niveau de tension de sortie du guide d'onde TEM S_{lim} qui correspond à la limite d'amplitude de champ OATS E_{lim} à une distance de 10 m sous 1 GHz, ainsi qu'à la limite d'amplitude de champ FAR (FSOATS) E_{lim} à une distance de 3 m au-dessus de 1 GHz pour déterminer le rapport signal/bruit.

La combinaison de l'équation (A.1) et de l'équation (A.6) donne l'équation (F.3):

$$E_{max} = g_{max} \sqrt{\frac{D_{max} \eta_0^2 k_0^2}{12\pi^2 \epsilon_{0y}^2 Z_c}} \cdot S = g_{max} \frac{\eta_0 k_0}{2\pi \epsilon_{0y}} \sqrt{\frac{D_{max}}{3Z_c}} \cdot S, \quad (F.3)$$

avec $k_0 = \frac{2\pi}{\lambda}$, $\eta_0 \approx 377 \Omega$, $Z_c = 50 \Omega$.

Un manuel du fabricant donne $\epsilon_{0y} = \frac{E_y}{\sqrt{P_i}} = \frac{10 \text{ V/m}}{\sqrt{1,5 \text{ W}}} = 8,16 \frac{\sqrt{\Omega}}{\text{m}}$ pour une hauteur de septum du guide d'onde TEM $h = 0,8 \text{ m}$.

NOTE 8 Pour des hauteurs de septum plus élevées, ϵ_{0y} est proportionnellement inférieur.

a) Pour l'amplitude de champ OATS (inférieure à 1 GHz), l'approximation $g_{\max} = \frac{2}{r}$ est utilisée, où $r = 10$ m et $D_{\max} = 1,5$, pour calculer S_{lim} .

À partir de l'équation (F.3) $E_{\max} = E_{\text{lim}} = \frac{1}{\lambda} \cdot 0,92 \cdot S_{\text{lim}}$ ou $S_{\text{lim}} = \lambda \cdot 1,08 E_{\text{lim}}$, respectivement en dB:

$$S_{\text{lim}} = \lambda / \text{dB(m)} + 0,68 + E_{\text{lim}} / \text{dB}(\mu\text{V/m})$$

L'équation précédente permet de calculer S_{lim} dans le Tableau F.3.

Tableau F.3 – Valeurs de S_{lim} entre 30 MHz et 1 000 MHz

Fréquence/MHz	$E_{\text{lim}}/\text{dB}(\mu\text{V/m})$	$S_{\text{lim}}/\text{dB}(\mu\text{V})$
30	30	50,7
100	30	40,2
230	30	33,0
230	37	40,0
300	37	37,7
1 000	37	27,2

Pour le mesurage des perturbations rayonnées à l'aide du guide d'onde TEM sous 1 GHz, l'écart δV_{nf} est estimé entre 0 dB et +0,3 dB. La correction est estimée nulle comme si l'écart était symétrique autour de la valeur à mesurer avec une loi rectangulaire dont la moitié de la largeur est de 0,3 dB. Toute correction de l'effet du bruit de fond dépend du type de signal (onde sinusoïdale impulsive ou démodulée, par exemple) et du rapport signal/bruit (S/N), et modifie l'indication du niveau de bruit. La valeur de 0,3 dB est issue de la Figure F.1 (voir l'Article F.4) pour S/N = 28 dB. Le rapport S/N a été obtenu pour un facteur de bruit de 6 dB à l'aide de l'équation (F.4)

$$E_{\text{NQP}} = S_{\text{NQP}} + F_{\text{conv TEM}} + a_c = -67 + 10 \lg F_N + 10 \lg B_N + W_{\text{NQP}} + F_{\text{conv TEM}} + a_c \tag{F.4}$$

où

E_{NQP} est l'amplitude de champ équivalent du bruit de fond de quasi-crête, en dB($\mu\text{V/m}$);

S_{NQP} est le bruit de fond de quasi-crête du récepteur, en dB(μV);

$F_{\text{con TEM}}$ est le facteur de conversion TEM à la fréquence du récepteur, en dB(1/m);

a_c est l'atténuation du câble de connexion de l'antenne, en dB;

F_N est le facteur de bruit du récepteur de mesure, c'est-à-dire un nombre;

$10 \cdot \lg F_N$ est le facteur de bruit du récepteur de mesure, en dB;

B_N est la largeur de bande de bruit du récepteur de mesure, en Hz;

W_{NQP} est le facteur de pondération de quasi-crête du bruit, en dB;

-67 est $10 \cdot \lg(kT_0 \cdot 1\text{Hz} / P_{1\mu\text{V}})$, le niveau de bruit absolu en dB(μV) dans une largeur de bande de 1 Hz, avec k = constante de Boltzmann, $T_0 = 293,15$ K, et $P_{1\mu\text{V}}$ est la puissance générée par 1 μV sur 50 Ω .

Le rapport S/N le plus défavorable est obtenu à proximité de 1 000 MHz. Avec $10 \cdot \lg(F_N) = 6$, $10 \cdot \lg(BN) = 50,8$ (pour 120 kHz), le facteur de pondération w_{NQP} étant de 7 dB, le facteur de conversion TEM de $F_{conv\ TEM} = 9,8 \text{ dB(m}^{-1}\text{)}$ pour 1 000 Mhz et l'atténuation du câble $a_c = 2 \text{ dB}$, l'indication de bruit de quasi-crête en ce qui concerne l'amplitude du champ est $E_{NQP} = 9 \text{ dB}(\mu\text{V/m})$. Cette valeur est comparée à un niveau de perturbation à la limite d'émission de 37 dB($\mu\text{V/m}$) à une distance de 10 m pour donner un rapport S/N de 28 dB. Dans la plage de fréquences inférieure à 1 000 MHz, le rapport S/N est supérieur, et un rapport S/N > 30 dB peut donc être pris pour hypothèse.

- b) Pour l'amplitude de champ FAR (FSOATS) (au-dessus de 1 GHz), l'approximation $g_{max} = 1/r$ est utilisée, où $r = 3 \text{ m}$ et $D_{max} = 1,5$, pour calculer S_{lim} .

À partir de l'équation (F.3) $E_{max} = E_{lim} = 1/\lambda \cdot 1,54 \cdot S_{lim}$, où λ est exprimé en m ou $S_{lim} = \lambda \cdot 0,65 \cdot E_{lim}$, respectivement en dB: $S_{lim} = \lambda/\text{dB(m)} - 3,75 + E_{lim}/\text{dB}(\mu\text{V/m})$.

L'équation précédente permet de calculer S_{lim} dans le Tableau F.4 (voir F.3.2).

Tableau F.4 – Valeurs de S_{lim} entre 1 GHz et 6 GHz

Fréquence/GHz	$E_{lim} \text{ pk}/\text{dB}(\mu\text{V/m})$	$S_{lim} \text{ pk}/\text{dB}(\mu\text{V})$
1	70	55,8
3	70	46,2
3	74	50,2
6	74	44,2

Pour les mesurages de perturbations rayonnées au-dessus de 1 GHz, les limites s'appliquent pour les résultats mesurés du détecteur de moyenne et du détecteur de crête. Des considérations analogues pour le bruit de fond inférieur à 1 GHz s'appliquent. Plus l'influence du bruit est importante, plus l'incertitude provoquée par le bruit est élevée avec le détecteur de crête.

La Figure F.2 (voir Article F.4) présente des graphiques de l'écart par rapport au niveau de signal en fonction du rapport S/N.

Le rapport S/N le plus défavorable est obtenu à proximité de 6 GHz. Avec $10 \cdot \lg(FN) = 6$, $10 \cdot \lg(BN) = 58,2$, (correspondant à 0,66 MHz), et avec un facteur de pondération w_{NPK} de 11 dB, le facteur de conversion TEM de $F_{conv\ TEM} = 29,8 \text{ dB(m}^{-1}\text{)}$ pour 6 GHz et l'atténuation du câble $a_c = 2 \text{ dB}$, l'indication de bruit de crête en ce qui concerne l'amplitude du champ est $ENQP = 40 \text{ dB}(\mu\text{V/m})$. Cette valeur est comparée à un niveau de perturbation à la limite d'émission de 74 dB($\mu\text{V/m}$) à une distance de 3 m pour donner un rapport S/N de 34 dB. Dans la plage de fréquences inférieure à 6 GHz, le rapport S/N est supérieur, et un rapport S/N > 34 dB peut donc être pris pour hypothèse. La Figure F.2 présente un écart maximal des ondes sinusoïdales de 0,2 dB.

F6) Incertitude de désadaptation

a) Généralités

En règle générale, l'accès du récepteur d'un guide d'onde TEM est relié à l'accès 1 d'un réseau à deux accès dont l'accès 2 est terminé par un récepteur qui présente un coefficient de réflexion de Γ_r . Le réseau à deux accès, qui peut être un câble, un atténuateur, un atténuateur et un câble en tandem ou toute autre combinaison de ces composants, peut être représenté par ses paramètres S . La correction de désadaptation est alors assurée par l'équation (F.5)

$$\delta M = 20 \lg \left[(1 - \Gamma_e S_{11})(1 - \Gamma_r S_{22}) - S_{21}^2 \Gamma_e \Gamma_r \right] \quad (\text{F.5})$$

où Γ_e est le coefficient de réflexion de l'accès du récepteur du guide d'onde TEM, avec l'EUT inséré lorsqu'il est monté pour le mesurage des perturbations. Tous les paramètres sont référencés à 50 Ω .

Si seules les amplitudes (ou leurs extrêmes) des paramètres sont connues, M ne peut pas être calculé, mais ses valeurs extrêmes M^\pm ne sont pas supérieures à celles obtenues avec l'équation (F.6)

$$\delta M^\pm = 20 \lg \left[1 \pm \left(|\Gamma_e||S_{11}| + |\Gamma_r||S_{22}| + |\Gamma_e||\Gamma_r||S_{11}||S_{22}| + |\Gamma_e||\Gamma_r||S_{21}|^2 \right) \right] \quad (\text{F.6})$$

La loi de M est approximativement en forme de U, avec une largeur inférieure ou égale à $(\delta M^+ - \delta M^-)$ et un écart type inférieur ou égal à la moitié de la largeur divisée par $\sqrt{2}$.

b) Mesurage des perturbations rayonnées à l'aide d'un guide d'onde TEM

Pour les mesurages des perturbations rayonnées sous 1 GHz, une spécification de ROS du guide d'onde TEM de $s_{wr} \leq 1,6:1$ est prise pour hypothèse, ce qui implique $|\Gamma_e| \leq 0,23$. Pour les mesurages des perturbations rayonnées au-dessus de 1 GHz, une spécification de ROS de $s_{wr} \leq 1,45:1$ est prise pour hypothèse, ce qui implique $|\Gamma_e| \leq 0,18$. Il est également pris pour hypothèse que la connexion au récepteur est assurée à l'aide d'un câble bien adapté ($|S_{11}| \ll 1$, $|S_{22}| \ll 1$) qui présente une atténuation négligeable ($|S_{21}| \approx 1$), et que l'atténuation RF du récepteur est de 0 dB, pour laquelle la tolérance CISPR 16-1-1 de $s_{wr} \leq 2,0:1$ implique $|\Gamma_r| \leq 0,33$.

L'estimation de la correction δM est nulle avec une loi en forme de U dont la largeur est égale à la différence $(\delta M^+ - \delta M^-)$.

NOTE 9 Les expressions pour δM et δM^\pm indiquent que l'erreur de désadaptation peut être réduite par une augmentation de l'atténuation du réseau à deux accès bien adapté qui précède le récepteur. La contrepartie est une réduction de la sensibilité de mesure.

NOTE 10 Considérations supplémentaires liées à l'équation (F.3): a) compte tenu de la corrélation inexistante ou faible des nombres à ajouter (opérandes ou termes de la somme), l'addition linéaire peut être remplacée par la règle de la somme des carrés; b) compte tenu de l'amplitude généralement faible des nombres à ajouter, une autre approximation (dans laquelle δM^\pm est la moitié de la largeur d'une loi en forme de U) est applicable, ce qui donne finalement:

$$\delta M^\pm \approx 8,7 \sqrt{\left(|\Gamma_e||S_{11}| \right)^2 + \left(|\Gamma_r||S_{22}| \right)^2 + \left(|\Gamma_e||\Gamma_r||S_{21}|^2 \right)^2} \text{ dB}$$

F7) Facteur de conversion pour les mesurages des perturbations rayonnées à l'aide d'un guide d'onde TEM

Le facteur de conversion peut être considéré comme un facteur d'antenne dépendant de la fréquence qui permet de convertir la tension perturbatrice mesurée par le récepteur de mesure à la sortie du guide d'onde TEM en amplitude de champ OATS (ou FAR) équivalente. Le facteur de conversion est en général différent selon que la polarisation de l'amplitude du champ mesurée est horizontale ou verticale. Il dépend de la distance de mesure OATS/SAC, de la hauteur de septum et de certains autres paramètres. Une première approximation est calculée dans l'élément F5). Il est pris pour hypothèse que la conversion est réalisée à l'aide d'algorithmes (ceux décrits à l'Article A.3, par exemple) ou d'autres algorithmes plus sophistiqués qui s'appuient sur une théorie exacte et sur des calculs qui ne génèrent aucune incidence d'incertitude. Toute incertitude provoquée, par exemple, par une directivité imprévisible de l'EUT, est couverte par d'autres grandeurs d'influence.

F8) Non-uniformité du champ

Pour le volume d'essai utilisable, les exigences de 5.2.2 s'appliquent. En 5.2.2.2 et 5.2.2.3, la valeur moyenne et l'écart type de la composante de champ primaire ou de la puissance incidente sont calculés pour les points d'essai N . La loi normale est prise pour hypothèse pour les mesurandes. L'écart type de la composante de champ primaire pour la méthode de puissance incidente constante ou la puissance incidente pour la méthode de l'amplitude du champ constante doit être inférieur à 2,61 dB selon les équations (1) à (6), et respectivement les équations (7) à (12). De cette exigence de vérification, il peut être conclu que l'incidence d'incertitude de non-uniformité du champ est d'au moins 2,61 dB. La valeur réelle de l'écart type de l'amplitude de champ électrique primaire ou de la puissance incidente peut être utilisée comme estimation de l'incertitude type de cette grandeur d'entrée pour déterminer l'incertitude élargie U_{lab} d'un laboratoire d'essai et son guide d'onde TEM.

Toutefois, en particulier pour les zones uniformes importantes, de nombreux guides d'onde TEM donnent une incertitude inférieure. S'il est essentiel de procéder à une estimation plus exacte de l'incertitude de la non-uniformité du champ, cette estimation peut être réalisée par une évaluation plus complexe des données d'étalonnage de la validation du volume d'essai utilisable (voir les alinéas ci-dessous).

Les mesurages $E_{prim,i}$ en V/m pour l'amplitude de champ électrique primaire aux points d'étalonnage N sont normalisés en puissance d'entrée et facteur de champ selon l'équation (A.5) (voir A.3.2.3.3). Avec les équations (F.7) à (F.10), l'écart type s_N pour les incertitudes intrinsèques du volume d'essai et du guide d'onde est calculé, où $\Gamma(\dots)$ est la fonction gamma.

$$s_N = \sqrt{\frac{N-1}{2}} \cdot \frac{\Gamma\left(\frac{N-1}{2}\right)}{\Gamma\left(\frac{N}{2}\right)} \cdot \sigma_{EN} \quad (F.7)$$

$$\sigma_{EN} = \sqrt{\frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^N (E_{pn,i} - \bar{E}_{pn})^2} \quad (F.8)$$

$$\bar{E}_{pn} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N E_{pn,i} \quad (F.9)$$

$$E_{pn,i} = 20 \lg\left(\frac{E_{p,i}}{P_i \cdot e_{0y,i}}\right) \quad (F.10)$$

L'évaluation de l'équation (F.11) pour un grand nombre I de points d'étalonnage choisis de manière aléatoire (x_i, y_i) dans la zone uniforme donne l'écart type s_{e0y} de l'homogénéité du champ analytique dans le volume d'essai spécifique.

$$s_{e0y} = \sqrt{\frac{1}{I-1} \sum_{i=1}^I \left(20 \lg(e_{0y}(x_i, y_i)) - \frac{1}{I} \sum_{i=1}^I 20 \lg(e_{0y}(x_i, y_i)) \right)^2} \quad (F.11)$$

L'incertitude de δS_{uni} dans le Tableau F.1 est alors calculée par l'équation (F.12). Pour chaque intervalle de fréquence, il convient de tenir compte de la valeur maximale de $u(\delta S_{uni})$.

$$u(\delta S_{uni}) = \sqrt{s_N^2 + s_{e0y}^2} \quad (F.12)$$

Des informations détaillées et des exemples de mesure de l'incidence d'incertitude de la non-uniformité du champ peuvent être consultés en [27].

- F9) L'erreur de distance de séparation entre l'EUT et l'accès du guide d'onde TEM provient des erreurs de détermination du périmètre de l'EUT et de la coordonnée z de l'EUT dans le guide d'onde TEM. L'estimation de la correction δS_d de l'erreur de séparation est nulle avec une loi rectangulaire dont la moitié de la largeur est évaluée avec une erreur de séparation maximale réputée de $\pm 0,1$ m, et avec une amplitude du champ réputée inversement proportionnelle à la séparation sur cette marge de distance. Une fonction de densité de probabilité (PDF) rectangulaire est prise pour hypothèse. Pour un guide d'onde TEM spécifique, l'incidence d'incertitude $u(\delta S_d)$ peut être calculée par l'équation (F.13), où r_{TL} est la distance entre la position de l'EUT et la section d'alimentation du guide d'onde TEM.

$$u(\delta S_d) = \max\left(\frac{\sqrt{3}}{3} \cdot 20 \lg\left(\frac{r_{TL} \pm 0,1 \text{ m}}{r_{TL}}\right)\right) \quad (\text{F.13})$$

NOTE 11 Cette valeur peut également être comprise comme étant une incidence d'incertitude de la transition d'un guide d'onde TEM.

NOTE 12 Cette valeur ne s'applique pas aux guides d'onde TEM sans transition (ceux qui présentent une section constante dans le volume d'essai, par exemple).

NOTE 13 La valeur de cette incidence d'incertitude dépend de la distance entre la position de l'EUT et la section d'alimentation du guide d'onde TEM. Des distances de séparation plus longues donnent une incertitude plus faible.

- F10) Pour les EUT de petite taille d'un point de vue électrique, la directivité varie entre au moins 1,5 (dipôle électrique ou magnétique isolé uniquement) et 3 au maximum (pour les dipôles électriques et magnétiques combinés orientés de manière optimale). Une directivité de 3 (valeur maximale) est prise pour hypothèse dans l'algorithme de corrélation de A.3.2.4 pour les EUT de petite taille. Par conséquent, la directivité réelle (mais inconnue) est jusqu'à 1,5 inférieure, ce qui donne une incertitude. Une loi rectangulaire est prise pour hypothèse pour le Tableau F.1. Si la méthode qui repose sur le facteur d'antenne à douze positions de A.5.1.2 est utilisée pour un EUT de petite taille, ce terme d'incertitude est inutile. Pour des fréquences supérieures à 1 GHz, un EUT est par hypothèse grand d'un point de vue électrique. Par conséquent, la méthode qui repose sur le facteur d'antenne à douze positions de A.5.1.2 doit être utilisée pour calculer l'amplitude du champ électrique équivalente, et l'incidence d'incertitude de la directivité de l'EUT ne s'applique plus. Cette valeur est donc nulle dans le Tableau F.2.

- F11) Effet du matériau de la table tournante/du manipulateur de l'EUT

Il est nécessaire de déterminer cet effet par des mesurages avec et sans manipulateur d'une manière similaire à l'évaluation de l'influence de la table de montage de la CISPR 16-1-4. À partir de mesurages d'amplitude du champ au-dessus de 500 Mhz environ, des valeurs de ± 2 dB environ semblent classiques. Une PDF rectangulaire peut être prise pour hypothèse. Des informations plus détaillées et la description des possibles montages de mesure pour l'évaluation de cet effet dans les guides d'onde TEM peuvent être consultées en [27].

F.4 Figures de l'Annex F

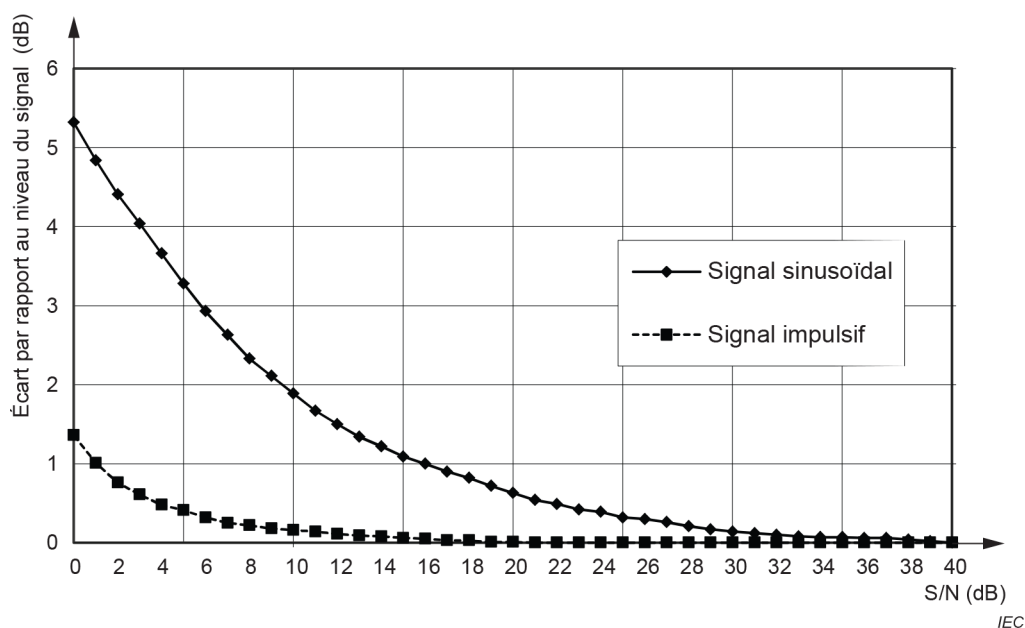


Figure F.1 – Écart d'indication du niveau de détecteur de quasi-crête par rapport au niveau du signal à l'entrée du récepteur pour deux cas: un signal sinusoïdal et un signal impulsif avec une fréquence de répétition d'impulsion de 100 Hz

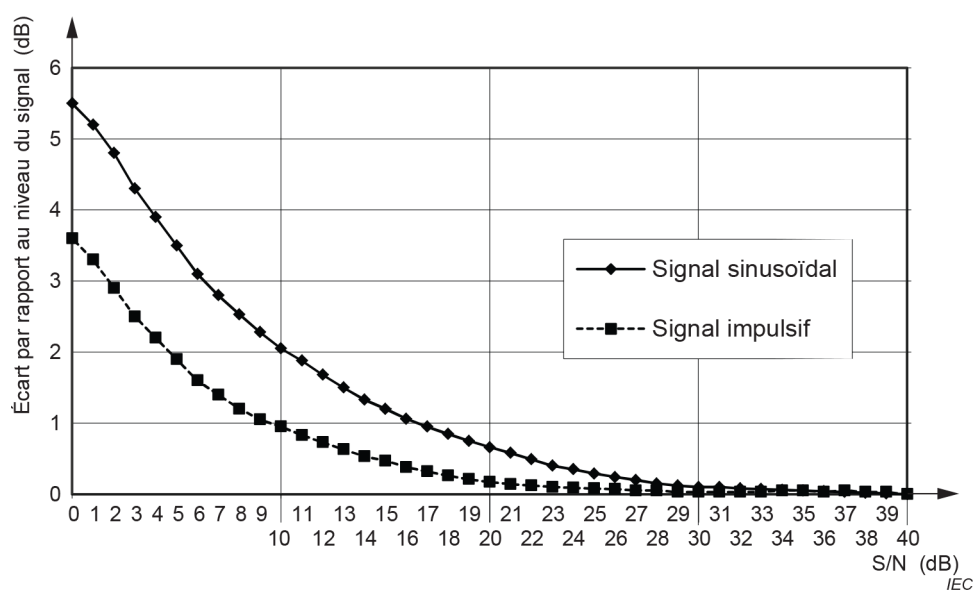


Figure F.2 – Écart d'indication du niveau de détecteur de crête par rapport au niveau du signal à l'entrée du récepteur pour deux cas: un signal sinusoïdal et un signal impulsif avec une fréquence de répétition d'impulsion de 100 Hz)

Annex G (informative)

Incertitude de mesure de l'essai d'immunité en raison des instruments d'essai

G.1 Symboles généraux

X_i	grandeur d'entrée
x_i	estimation de X_i
δX_i	correction de la grandeur d'entrée
$u(x_i)$	incertitude type de x_i
c_i	coefficient de sensibilité
y	résultat d'un mesurage (estimation du mesurande), corrigé pour tous les effets systématiques significatifs reconnus
$u_c(y)$	incertitude type (composée) de y
$U(y)$	incertitude élargie de y
k	facteur d'élargissement
a^+	abscisse supérieure d'une loi de probabilité
a^-	abscisse inférieure d'une loi de probabilité

G.2 Symbole et définition du mesurande

E	amplitude du champ électrique, en dB(V/m), en un point de la zone uniforme décrite en 5.2.2
-----	---

G.3 Symboles pour les grandeurs d'entrée

E_m	indication de la sonde de champ dans le cas d'un processus d'étalonnage, directement ou convertie en dB(V/m)
F_c	facteur d'étalonnage de la sonde de champ
δF_{lin}	correction de la non-linéarité de la sonde de champ
δF_{iso}	correction de l'écart de la sonde de champ par rapport à l'isotropie
δF_{int}	correction de l'interpolation de fréquence des facteurs d'étalonnage de la sonde de champ
δF_{uni}	correction de la non-uniformité du champ sur la zone uniforme
δF_{har}	correction due aux harmoniques du champ
δF_{res}	correction due à la résolution d'amplitude limitée de la boucle d'asservissement
δM	correction due à la désadaptation entre le guide d'onde TEM et l'amplificateur

G.4 Exemple: Budget d'incertitude pour l'essai d'immunité

Le mesurande E est calculé à l'aide de l'équation (G.1):

$$E = E_m + F_C + \delta F_{lin} + \delta F_{iso} + \delta F_{int} + \delta F_{uni} + \delta F_{har} + \delta F_{res} + \delta M \quad (G.1)$$

NOTE Dans l'équation (G.1), E représente le champ électrique mesuré dans l'équation (16) ou l'équation (17) (voir 5.2.2.4.1 et 5.2.2.4.2, respectivement) avant que des corrections systématiques ne soient apportées pour éviter une sévérité d'essai trop faible sur le volume d'essai.

Tableau G.1 – Exemple de budget d'incertitude du niveau d'essai d'immunité

Source d'incertitude ^a	X_i	Incertitude de x_i		c_i	$u(x_i)$ en dB
		Valeur en dB	Fonction de densité de probabilité		
Indication de la sonde de champ dans le cas d'un processus d'étalonnage ^{G1)}	E_m	0,20	Normal $k = 1$	1	0,20
Facteur d'étalonnage de la sonde de champ ^{G2)}	F_c	0,96	Normal $k = 2$	1	0,48
Corrections de la sonde de champ:					
Non-linéarité ^{G3)}	δF_{lin}	0,5	Rectangulaire	1	0,29
Isotropie ^{G4)}	δF_{iso}	0,5	Rectangulaire	1	0,29
Interpolation de fréquence ^{G5)}	δF_{int}	0,5	Rectangulaire	1	0,29
Non-uniformité du champ sur la zone uniforme ^{G6)}	δF_{uni}	1,5	Normal $k = 1$	1	1,5
Présence d'harmoniques ^{G7)}	δF_{har}	0,50	Rectangulaire	1	0,29
Résolution de la boucle d'asservissement ^{G8)}	δF_{res}	0,15	Rectangulaire	1	0,09
Désadaptation entre le guide d'onde TEM et l'amplificateur/coupleur directionnel ^{G9)}	δM	0,17	En forme de U	1	0,12
$\sum u(x_i)^2$					2,88
$u_c(y) = \sqrt{\sum u(x_i)^2}$					1,70
Incertitude élargie $U(y)$, ($k = 2$)					3,39

^a Les exposants (par exemple, G1)) correspondent aux éléments de liste à l'Article G.5.

G.5 Justification des estimations des grandeurs d'entrée

- G1) L'incertitude de l'indication inclut: a) l'instabilité du générateur et de l'amplificateur de puissance (Type A) et la non-répétabilité induite par b) la suppression et le remplacement de la sonde de champ, y compris l'alignement du point médian (Type A). Elle peut être évaluée comme l'incertitude type composée des contributions a) et b).
- G2) L'incertitude du facteur d'étalonnage de la sonde de champ est due à l'inexactitude d'étalonnage. Il s'agit d'une contribution de Type B spécifiée dans le certificat d'étalonnage de la sonde de champ en tant qu'incertitude élargie dont le facteur d'élargissement $k = 2$, correspond à une probabilité de couverture de 95 % (loi normale).
- G3) La linéarité de la sonde de champ est spécifiée par le fabricant de la sonde de champ. Il s'agit d'une contribution de Type B dont la loi est rectangulaire. La valeur attendue de cette correction est zéro (0).
- G4) L'écart isotrope est spécifié par le fabricant de la sonde de champ. Il s'agit d'une contribution de Type B dont la loi est rectangulaire. La valeur attendue de cette correction est zéro (0).
- G5) Le facteur d'étalonnage de la sonde de champ est connu, dans les limites de l'exactitude d'étalonnage, aux fréquences d'étalonnage. Par hypothèse, à une fréquence comprise entre les fréquences d'étalonnage, le facteur d'étalonnage peut atteindre une valeur comprise entre celles indiquées dans le certificat d'étalonnage et qui correspond aux fréquences d'étalonnage. Il s'agit d'une contribution de Type B dont la loi est

rectangulaire. L'écart le plus défavorable (c'est-à-dire l'écart maximal entre des facteurs d'étalonnage adjacents) peut être pris en considération. La valeur attendue de cette correction est zéro (0).

G6) Non-uniformité du champ

Pour le volume d'essai utilisable, les exigences de 5.2.2 s'appliquent. En 5.2.2.2.2 et 5.2.2.2.3, la valeur moyenne et l'écart type de la composante de champ primaire ou de la puissance incidente sont calculés pour les points d'essai N . La loi normale est prise pour hypothèse pour les mesurandes. L'écart type de la composante de champ primaire pour la méthode de puissance incidente constante ou la puissance incidente pour la méthode de l'amplitude du champ constante peut servir de base pour une estimation de l'incertitude type de cette grandeur d'entrée.

Toutefois, en particulier pour les zones uniformes importantes, de nombreux guides d'onde TEM donnent une incertitude inférieure. Pour calculer une estimation de cette grandeur d'entrée, il convient d'utiliser les données d'étalonnage de la validation du volume d'essai utilisable. Les mesurages $E_{\text{prim}, i}$ en V/m pour l'amplitude de champ électrique primaire aux points d'étalonnage N sont normalisés en puissance d'entrée et facteur de champ selon l'équation (A.5) (voir A.3.2.3.3). Avec les équations (G.2) à (G.7), l'écart type s_N pour les incertitudes intrinsèques du volume d'essai et du guide d'onde TEM est calculé, où $\Gamma(\dots)$ est la fonction gamma.

$$s_N = \sqrt{\frac{N-1}{2}} \cdot \frac{\Gamma\left(\frac{N-1}{2}\right)}{\Gamma\left(\frac{N}{2}\right)} \cdot \sigma_{\text{EN}} \quad (\text{G.2})$$

$$\sigma_{\text{EN}} = \sqrt{\frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^N (E_{\text{pn},i} - \bar{E}_{\text{pn}})^2} \quad (\text{G.3})$$

$$\bar{E}_{\text{pn}} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N E_{\text{pn},i} \quad (\text{G.4})$$

$$E_{\text{pn},i} = 20 \lg \left(\frac{E_{\text{p},i}}{P_i \cdot e_{0y,i}} \right) \quad (\text{G.5})$$

L'évaluation de l'équation (G.6) pour un grand nombre I de points d'étalonnage choisis de manière aléatoire (x_i, y_i) dans la zone uniforme donne l'écart type $s_{e_{0y}}$ de l'homogénéité du champ analytique dans le volume d'essai spécifique.

$$s_{e_{0y}} = \sqrt{\frac{1}{I-1} \sum_{i=1}^I \left(20 \lg(e_{0y}(x_i, y_i)) - \frac{1}{I} \sum_{i=1}^I 20 \lg(e_{0y}(x_i, y_i)) \right)^2} \quad (\text{G.6})$$

L'incertitude de δF_{uni} dans le Tableau G.1 est alors calculée par l'équation (G.7). Pour chaque intervalle de fréquence, il convient de tenir compte de la valeur maximale de $u(\delta F_{\text{uni}})$.

$$u(\delta F_{\text{uni}}) = \sqrt{s_N^2 + s_{e_{0y}}^2} \quad (\text{G.7})$$

Des informations détaillées et des exemples de mesure de l'incidence d'incertitude de la non-uniformité du champ peuvent être consultés en [27].

- G7) Le mesureur de champ détecte la valeur efficace de l'amplitude du champ obtenue par superposition de l'amplitude du champ à la fréquence fondamentale avec ses harmoniques. Par hypothèse, un harmonique de l'amplitude du champ électrique est présent avec une amplitude inférieure de 6 dB au maximum à la fréquence fondamentale. Cette situation génère une erreur maximale d'environ 1 dB. Il s'agit d'une contribution de Type B, et une loi rectangulaire de l'erreur est prise pour hypothèse. La valeur attendue de cette correction est $-0,5$ dB.
- G8) Cette incidence d'incertitude provient de la taille de palier discrète du générateur de signaux RF et du logiciel qui commande la boucle d'asservissement lors du processus de réglage du niveau d'essai. Cette valeur peut inclure l'incertitude du wattmètre, y compris ses capteurs, indiquée dans la spécification du fabricant (et traitée comme une loi rectangulaire) ou dans un certificat d'étalonnage (et traitée comme une loi normale). Il s'agit d'une contribution de Type B dont la loi est rectangulaire.
- G9) Il s'agit de l'incertitude provoquée par une désadaptation entre l'accès d'entrée d'un guide d'onde TEM et l'accès de sortie de l'amplificateur de puissance. Si un coupleur directionnel est utilisé pour mesurer à l'aide du wattmètre la puissance incidente qui provient de l'amplificateur et la puissance réfléchie qui provient du guide d'onde TEM, l'incertitude peut être provoquée par la désadaptation entre l'accès d'entrée d'un guide d'onde TEM et l'accès de sortie du coupleur directionnel. Cette incertitude est provoquée par le manque d'informations de phase des coefficients de réflexion de l'amplificateur, du coupleur directionnel et du guide d'onde TEM, car les réflexions de puissance sont en général données dans le ROS qui ne contient aucune information de phase. Voir l'IEC TR 61000-1-6 [64] pour de plus amples informations.

Annex H (informative)

Corrélation des limites d'émission et d'immunité entre les installations d'essai CEM

H.1 Aperçu

Les mesurages d'émission et les essais d'immunité peuvent être réalisés sur un certain nombre d'installations d'essai CEM. Il s'agit des emplacements d'essai ouverts (OATS), des chambres semi-anéchoïques (SAC), des enceintes complètement anéchoïques (FAR), des cellules à mode électromagnétique transverse (TEM) et des chambres réverbérantes (RC). En théorie, chacune de ces installations donne le même résultat d'essai pour un objet d'essai donné. En d'autres termes, un produit qui satisfait à un essai dans une installation satisfait aux essais dans les autres installations, et un produit qui ne satisfait pas à un essai dans une installation ne satisfait pas aux essais dans les autres installations. Ce cas théorique peut être rencontré si les données de mesure des émissions et de l'essai d'immunité peuvent être exactement corrélées entre les installations CEM. Toutefois, compte tenu de la complexité avérée de la plupart de ces objets d'essai, et étant donné que les méthodes d'essai qui reposent sur une installation CEM normalisée échantillonnent différents sous-ensembles de la plage complète des variables de mesure d'émission et d'essai d'immunité possibles [62], une corrélation exacte des données d'essai n'est en général pas possible.

Une alternative à la corrélation des données de mesure des émissions et d'essai d'immunité complexes consiste à corréler les limites d'essai sur la base des modèles de dipôle simple de l'objet d'essai. Les modèles de dipôle sont un bon point de départ pour définir les limites d'essai "équivalentes". Ces limites peuvent alors être adoptées ou modifiées par les comités de produit, selon le cas. Les limites d'immunité sont en général exprimées en amplitude de champ électrique (V/m) au niveau du plan d'essai et/ou du volume d'essai en l'absence d'objet d'essai. L'amplitude du champ à l'emplacement d'essai dans une installation d'essai CEM particulière est alors vérifiée par des mesurages de champ à l'aide d'une sonde de réception isotrope. De cette manière, l'interaction entre la source et l'installation d'essai est normalisée. Cette situation facilite la définition des limites d'immunité équivalentes entre les installations CEM. Les limites d'émission sont moins claires. L'équivalent du cas d'immunité précédent consiste à utiliser une petite sonde source isotrope qui génère des niveaux variables d'amplitude du champ sur la plage de fréquences concernée (l'inverse d'une sonde de champ qui reçoit des niveaux variables d'amplitude du champ sur la plage de fréquences concernée avec des essais d'immunité). La sonde de champ peut alors faire office d'étalon de transfert pour établir les limites équivalentes entre les installations d'essai CEM. La difficulté réside dans le fait que ce type de petite source variable et isotrope ne peut pas être aisément obtenu. Par conséquent, des modèles analytiques sont utilisés dans le cas des émissions pour corréler les interactions de la source et de l'installation d'essai. Les modèles de dipôle sont les plus simples, et différents algorithmes de corrélation qui reposent sur un dipôle ont été développés et sont décrits dans les ouvrages de référence ([32], [41], [53] et [60], par exemple). L'Annex H examine les principes fondamentaux des algorithmes de corrélation, à l'aide d'une terminologie et d'une notation communes. En premier lieu, un dipôle en espace libre (FS) est pris en considération, lequel sert de modèle pour une FAR théorique. Ensuite, un dipôle en demi-espace (HS) est pris en considération, lequel sert de modèle pour un OATS ou une SAC théorique. Un dipôle dans une ligne de transmission (TL) modélise une ligne de transmission TEM. Enfin, un dipôle dans une cavité théorique modélise un montage en chambre réverbérante (RC). Les géométries d'émetteur traitées dans les Articles H.2 à H.5 sont représentées de la Figure H.1 à la Figure H.4 (voir Article H.8). Les résultats de ces modèles sont ensuite corrélés et peuvent être utilisés pour déduire les limites d'essai équivalentes.

H.2 Dipôle en espace libre (représentant le montage en FAR)

L'environnement en espace libre théorique est le cas le plus simple à analyser. Un dipôle accompagné d'une représentation d'une source plus générale est représenté à la Figure

H.1 (voir Article H.8). Seul le cas d'un dipôle électrique est pris en considération. Les résultats peuvent être aisément appliqués à un dipôle magnétique ou à des dipôles électriques et magnétiques combinés, comme cela est présenté ultérieurement dans l'Annexe H. Pour un dipôle électrique court (longueur dl , courant de crête I_0) placé à l'origine et aligné avec l'axe z , le rayonnement en champ lointain est donné par l'équation (H.1)

$$E_\theta = \frac{j\omega\mu I_0 dl}{4\pi r} \sin(\theta e^{-jkr}) \quad \text{et} \quad H_\varphi = \frac{jkI_0 dl}{4\pi r} \sin(\theta e^{-jkr}) \quad (\text{H.1})$$

où ω est la fréquence angulaire, μ est la perméabilité du milieu dans lequel se trouve le dipôle (l'air, par exemple), $k = 2\pi / \lambda$, où λ est la longueur d'onde, (θ, φ, r) représente le système de coordonnées sphériques conventionnel, et une convention de temps $e^{j\omega t}$ est supprimée. La puissance totale P_0 rayonnée par le dipôle électrique est déterminée par intégration du vecteur de Poynting sur une sphère qui englobe le dipôle, donnant l'équation (H.2)

$$P_0 = \frac{2}{3} \eta_0 \pi I_0^2 \left(\frac{dl}{\lambda} \right)^2 \quad (\text{H.2})$$

où η_0 est l'impédance d'onde en espace libre de l'air ($\approx 120\pi \Omega$ pour l'air). Les mesurages CEM réalisés dans une FAR mesurent en général l'amplitude du champ électrique. Pour un mesurage des émissions, l'amplitude maximale du champ électrique E_{\max} est déterminée sur une certaine géométrie de balayage. Pour la précédente géométrie de dipôle électrique, la valeur maximale de l'équation (H.1) est obtenue lorsque $\theta = \pi/2$, où

$$E_{\max}^2 = \frac{\omega^2 \mu^2 (I_0 dl)^2}{(4\pi r)^2} \quad (\text{H.3})$$

À l'aide de l'équation (H.2), l'équation (H.3) peut être réécrite sous la forme de l'équation (H.4)

$$E_{\max}^2 = \frac{3}{2} \frac{\eta_0}{4\pi r^2} P_0 \quad (\text{H.4})$$

L'équation (H.4) est le cas de l'expression la plus générale du dipôle électrique donnée en [53], présenté dans l'équation (H.5),

$$E_{\max}^2 = D_{\max} \frac{\eta_0}{4\pi r^2} P_0 \quad (\text{H.5})$$

pour le champ électrique maximal qui provient d'un émetteur avec une directivité maximale D_{\max} ($D_{\max} = 3/2$ pour les dipôles électriques ou magnétiques individuels ou $D_{\max} = 3$ pour les dipôles électriques ou magnétiques combinés) et une puissance totale rayonnée P_0 . E_{\max} est réellement déterminé à l'aide de la tension V_{\max} mesurée à la sortie d'une antenne qui présente un facteur d'antenne F_a , où $E_{\max} = F_a \cdot V_{\max}$. La collecte des résultats donne l'équation (H.6),

$$V_{\max}^2 = F_a^{-2} D_{\max} \frac{\eta_0}{4\pi r^2} P_0 \quad (\text{H.6})$$

Par ailleurs, l'équation (H.6) peut être réécrite sous la forme de l'équation (H.7) par la définition d'un terme d'affaiblissement de propagation en espace libre

$$a_{FS} = \frac{1}{(4\pi \cdot r^2)} \quad (H.7)$$

ce qui donne l'équation (H.8)

$$V_{\max,FS}^2 = \eta_0 \cdot (F_a^{-2} \cdot D_{\max,FS} \cdot a_{FS}) \cdot P_0 \quad (H.8)$$

Les indices (FS) ont été ajoutés pour faire la différence entre les cas ultérieurs. En particulier, F_a n'est pas une propriété naturelle de l'espace libre. Il indique simplement l'AF d'une antenne utilisée pour mesurer l'espace libre.

H.3 Dipôle en demi-espace (représentant un montage en OATS ou SAC)

Un demi-espace est formé par l'introduction d'un plan de sol théorique (un conducteur parfait d'étendue infinie) dans le cas de l'espace libre précédent. Comme le représente la Figure H.2 (voir Article H.8), un dipôle électrique se trouve à une hauteur h au-dessus du plan de sol et est orienté verticalement ou horizontalement. D'autres orientations peuvent être analysées par superposition de ces deux cas. Le cas en demi-espace peut être analysé par l'introduction d'un dipôle image. Un système de coordonnées rectangulaires est introduit avec le plan de sol dans le plan xy , le dipôle à $z = +h_{\text{dipole}}$ et le dipôle image à $z = -h_{\text{dipole}}$. La distance entre le dipôle source et le point de mesure est appelée r_1 , celle entre le dipôle image et le point de mesure r_2 , celle entre l'origine et le point de mesure r , et la distance radiale entre l'axe z et le point de mesure est appelée s . Dans le champ lointain, le champ électrique maximal peut être présenté (voir [32] et [60]) selon l'équation (H.9),

$$E_{\max}^2 = D_{\max} \frac{\eta_0}{4\pi r^2} r^2 g_{\max}^2 P_0 \quad (H.9)$$

où D_{\max} est de nouveau égal à 3/2 pour un simple dipôle électrique ou peut être généralisé à 3 pour les dipôles électriques et magnétiques combinés. Un facteur de normalisation r est introduit afin que la forme de l'équation (H.9) soit similaire à celle de l'équation (H.5). Le facteur de géométrie g_{\max} est défini par l'équation (H.10),

$$g_{\max} = \begin{cases} \left| \frac{e^{-jk_0 r_1}}{r_1} - \frac{e^{-jk_0 r_2}}{r_2} \right|_{\max} & \text{pour horizontal} \\ \left| \frac{s^2 e^{-jk_0 r_1}}{r_1^2} + \frac{s^2 e^{-jk_0 r_2}}{r_2^2} \right|_{\max} & \text{pour vertical} \end{cases} \quad (H.10)$$

où $k_0 = 2\pi/\lambda$ est le nombre d'ondes et l'indice max indique la valeur maximale déterminée dans une certaine géométrie de balayage (balayage sur une hauteur verticale de 1 m à 4 m selon un certain décalage horizontal, par exemple). Si la distance radiale s est beaucoup plus importante que la hauteur h au-dessus du plan de sol, de sorte que $s/r_1 \approx 1$, $s/r_2 \approx 1$, $r/r_1 \approx 1$ et $r/r_2 \approx 1$, alors g_{\max} réduit l'équation (H.11),

$$g_{\max} = \begin{cases} \frac{2}{r} \sin(k(r_1 - r_2)) & \text{pour horizontal} \\ \frac{2}{r} \cos(k(r_1 - r_2)) & \text{pour vertical} \end{cases} \quad (\text{H.11})$$

Ces hypothèses, $g_{\max} = 2/r$ dans les deux cas, partent du principe que le balayage de mesure est tel qu'en un certain point $k(r_1 - r_2) = \pi/2$ ou π , respectivement (ou un autre multiple pertinent). Physiquement, cela signifie simplement que le plan de sol double le champ électrique maximal par des interférences constructives dues au chemin réfléchi. La Figure 3 de [32] indique que $g_{\max} = 2/r$ est une bonne approximation au-dessus de 200 MHz pour un montage de mesure classique des émissions CEM de 3 m (séparation horizontale de 3 m, hauteur de source de 1 m, balayage en hauteur de l'antenne de réception de 1 m à 4 m), et qu'elle est une bonne approximation au-dessus de 30 MHz pour un montage de mesure classique des émissions CEM de 10 m (séparation horizontale de 10 m, hauteur de source de 1 m, balayage en hauteur de l'antenne de réception de 1 m à 4 m). Par conséquent, il convient qu'une valeur de g_{\max} égale à 2, utilisée ici pour le cas en demi-espace, soit suffisante pour définir les limites d'émission équivalentes. La tension mesurée maximale d'un dipôle électrique au-dessus d'un plan de sol parfait peut donc être approchée avec l'équation (H.12),

$$V_{\max,HS}^2 = \eta \left(F_{a,HS}^{-2} \cdot D_{\max,HS} \cdot a_{HS} \right) P_0 \quad (\text{H.12})$$

où a_{HS} est bien approché par $a_{FS} = 4 / (\pi r^2)$ pour les calculs de l'Annexe H. Toutefois, s'il s'avère nécessaire de tenir compte plus précisément de la géométrie du plan de sol, il convient d'utiliser $a_{HS} = r^2 g_{\max}^2 / (4\pi r^2)$.

H.4 Dipôle dans une ligne de transmission en mode TEM

Une ligne de transmission en mode TEM (ligne ouverte à plaque parallèle, cellule TEM, par exemple) permet d'approcher un champ d'ondes planes à polarisation linéaire sur un certain volume d'essai. Un dipôle placé dans une ligne TEM, tel que présenté à la Figure H.3 (voir Article H.8), est associé au mode TEM et à des modes d'ordre supérieur, le cas échéant, et génère une tension au niveau de l'accès du connecteur. Cette tension mesurée combinée à des rotations adaptées du dipôle (dont le but est semblable à celui des balayages en hauteur de l'antenne de réception présentés à l'Article H.3) peut être utilisée pour déterminer le moment dipolaire [62] ou la puissance totale rayonnée du dipôle [41], [62]. Par exemple, à partir de l'équation (A.1) (voir A.3.2.3.2; s'applique pour les dipôles électriques et magnétiques combinés), P_0 pour un dipôle électrique seul est donné sous la forme de l'équation (H.13)

$$P_0 = \frac{2\eta_0}{3\pi} \frac{k^2}{e_{0y}^2 Z_c} S_V^2 \quad (\text{H.13})$$

où Z_c est l'impédance caractéristique de la ligne de transmission (en général 50 Ω), où e_{0y} est un facteur de champ normalisé, $e_{0y}^2 \approx Z_0/h_2$ où h est la séparation de plaque à l'emplacement du dipôle, et où S_V représente la somme des tensions mesurées à l'accès de sortie sur un ensemble de rotations de dipôle. Ces expressions ignorent les contributions d'autres modes d'ordre supérieur. Si le dipôle est orienté pour un couplage maximal (voir les Articles H.2 et H.3), alors la tension à l'accès de mesure est optimisée, $S_V^2 = V_{\max}^2$ (aucune rotation n'est nécessaire) et est conforme à l'équation (H.14)

$$V_{\max}^2 = \frac{3}{2} \frac{\pi}{\eta_0} \frac{Z_c^2}{k^2 h^2} P_0 \quad (\text{H.14})$$

où e_{0y} a été remplacé. Le remplacement de $3/2$ par D_{\max} peut être réécrit sous la forme de l'équation (H.15)

$$V_{\max}^2 = \left(\frac{Z_c}{\eta_0} \frac{r_{\text{TL}}}{h} \lambda \right)^2 \cdot D_{\max} \cdot \frac{\eta}{4\pi r_{\text{TL}}^2} P_0 \quad (\text{H.15})$$

La comparaison de ce résultat à l'équation (H.6) (voir Article H.2) permet de s'apercevoir que l'équation (H.15) définit un facteur d'antenne équivalent pour une cellule TEM (le terme entre parenthèses). Dans une ligne TEM à angle à évasement constant (une cellule GTEM, par exemple), r_{TL} est la distance radiale entre l'accès de mesure et l'emplacement du dipôle. Dans une ligne TEM à section uniforme (une cellule TEM normale à deux accès à transition progressive aux deux extrémités, par exemple), r_{TL} est la distance radiale entre l'accès de mesure le long de la section de cellule et l'emplacement du dipôle projeté sur le plan au niveau de la section uniforme de la ligne de transmission. Le facteur d'antenne équivalent est alors donné par l'équation (H.16)

$$F_{a,\text{TL}} = \frac{\eta_0}{Z_c} \frac{h}{r_{\text{TL}}} \frac{1}{\lambda} \quad (\text{H.16})$$

L'utilisation de cette définition donne l'équation (H.17)

$$V_{\max,\text{TL}}^2 = \eta_0 \cdot \left(F_{a,\text{TL}}^2 \cdot D_{\max,\text{TL}} \cdot a_{\text{TL}} \right) P_0 \quad (\text{H.17})$$

où a_{TL} est défini comme a^{FS} , mais en utilisant r_{TL} tel que défini dans l'Article H.4.

H.5 Dipôle dans une chambre réverbérante

Une chambre réverbérante est une cavité en mode contraint qui permet d'approcher de manière statistique un ensemble uniforme d'ondes planes sur un certain volume d'essai, avec un montage tel que celui représenté à la Figure H.4 (voir Article H.8). L'ensemble théorique d'ondes planes inclut toutes les directions et polarisations. Une chambre réverbérante appropriée approche cet état théorique. Il peut être constaté que la puissance moyenne $\langle P_r \rangle$ (moyennée sur plusieurs distributions modales) reçue par une antenne de référence adaptée et sans perte et qui provient d'une source dans la cavité est donnée par [31] l'équation (H.18)

$$\langle P_r \rangle = \frac{\lambda^3 Q}{16\pi^2 V} P_0 \quad (\text{H.18})$$

où Q est le facteur de qualité de la chambre, V est le volume de la chambre et, comme précédemment, P_0 est la puissance totale rayonnée de la source, qui est un dipôle électrique dans ce cas. Avec l'équation (H.18), la difficulté réside dans le fait que Q n'est souvent pas bien caractérisé et qu'il s'avère nécessaire de corriger les effets de perte d'antenne. Pour éviter ces difficultés, la méthode de détermination de P_0 la plus souvent utilisée dans une chambre

réverbérante consiste à procéder à un mesurage comparatif au moyen d'une source de référence de puissance connue P_{ref} , sans modifier les conditions de la chambre, puis selon l'équation (H.19)

$$P_0 = \frac{P_{\text{ref}}}{\langle P_{r,\text{ref}} \rangle} \langle P_r \rangle \quad (\text{H.19})$$

La résolution de $\langle P_r \rangle$ et sa réécriture en tant que tension reçue moyenne donne l'équation (H.20)

$$\langle V^2 \rangle = Z_c \frac{\langle P_{r,\text{ref}} \rangle}{P_{\text{ref}}} P_0 \quad (\text{H.20})$$

où $P_r = V^2 / Z_c$ (Z_c est l'impédance au niveau de l'accès de mesure de l'antenne, en général 50Ω). Dans ce cas, il n'y a pas d'indice max, car il n'est pas nécessaire de balayer l'antenne de réception ou de faire tourner l'objet d'essai. Il n'y a pas non plus de terme de directivité, car il est ignoré par calcul de la moyenne des angles d'incidence et de la polarisation. Pour assurer la cohérence avec les expressions précédentes, définir ce qui suit pour le cas de la chambre réverbérante: $D_{\text{max,RC}} = 1$ (pas de directivité), $V_{\text{max,RC}}^2 \equiv \langle V^2 \rangle$ (le balayage de l'antenne de réception dans les méthodes précédentes est remplacé par le calcul de la moyenne des variations de distribution modale), $F_{a,\text{RC}}^2 = \eta_0 / d_{\text{RC}}^2 Z_c$ ($d_{\text{RC}} = 1 \text{ m}$ est inclus pour donner des unités cohérentes), et selon l'équation (H.21)

$$PL_{\text{RC}} = \frac{1}{d_{\text{RC}}^2} \frac{\langle P_{r,\text{ref}} \rangle}{P_{\text{ref}}} \quad (\text{H.21})$$

Cela donne l'équation (H.22)

$$V_{\text{max,RC}}^2 = \eta_0 \cdot \left(F_{a,\text{RC}}^{-2} \cdot D_{\text{max,RC}} \cdot PL_{\text{RC}} \right) P_0 \quad (\text{H.22})$$

$V_{\text{max,RC}}$ n'indique pas la tension maximale mesurée sur plusieurs distributions modales, mais la moyenne définie dans l'équation (H.21).

H.6 Corrélation

Les Articles H.2 à H.5 donnent l'équation (H.8), l'équation (H.12), l'équation (H.17) et l'équation (H.22) pour la tension reçue d'un dipôle électrique situé dans les quatre environnements d'essai différents, c'est-à-dire l'espace libre (FS), le demi-espace (HS), une ligne de transmission en mode TEM (TL) et une chambre réverbérante (RC). Avec une puissance totale rayonnée réputée identique dans chaque cas, les rapports de ces expressions peuvent être formés pour corréler les installations d'essai CEM selon l'équation (H.23),

$$\frac{V_{\text{max,A}}^2}{V_{\text{max,B}}^2} = \frac{F_A^{-2} D_{\text{max,A}} a_A}{F_B^{-2} D_{\text{max,B}} a_B} \quad (\text{H.23})$$

où les indices A et B représentent une combinaison de FS, HS, TL et RC.

L'équation (H.23) repose sur la prise en considération d'un dipôle électrique. Toutefois, une forme identique peut être utilisée pour un dipôle magnétique ($D_{\max} = 3/2$), une combinaison d'un dipôle électrique et d'un dipôle magnétique ($D_{\max} = 3$) ou un EUT générique (tel que représenté à la Figure H.1; voir H.8) dont les directivités sont différentes de ces valeurs de dipôle. Si aucune corrélation avec une chambre réverbérante n'est établie, alors le rapport de directivité est l'unité quel que soit l'objet d'essai. Pour la corrélation avec une chambre réverbérante où $D_{\max,RC} = 1$, il convient que la grandeur D_{\max} d'un objet d'essai dans l'autre installation soit connue (ce qui n'est en général pas le cas) ou soit estimée, comme cela a été fait en [61], sur la base de la taille électrique de l'objet d'essai, selon l'équation (H.24),

$$\langle D_{\max} \rangle \approx \frac{1}{2} \left[0,577 + \ln(4(ka)^2 + 8ka) + \frac{1}{8(ka)^2 + 16ka} \right] \quad ka > 1 \quad (H.24)$$

où $\langle \rangle$ indique la valeur attendue, a est le rayon de la sphère minimale qui entoure l'objet d'essai, et où le produit ka définit sa taille électrique ($ka > 1$ étant large d'un point de vue électrique et n'étant plus un dipôle au sens strict). L'équation (H.24) donne une valeur de 1,55 au fur et à mesure que ka approche de 1, qui se situe entre la valeur minimale 1,5 et la valeur maximale 3 pour un objet d'essai qui s'apparente à un dipôle et représente une estimation raisonnable pour une source électriquement petite.

Les paramètres de corrélation d'émission sont récapitulés dans le Tableau H.1. Les termes utilisés dans le Tableau H.1 sont donnés dans les Articles H.2, H.3, H.4 et H.5 associés.

Tableau H.1 – Récapitulatif des paramètres de corrélation d'émission

Installation d'essai CEM	F_a	D_{\max}	PL
FS (FAR)	Antenne de réception	3/2 pour un dipôle □ ou équation (H.24)	$1/(4\pi r^2)$
HS (SAC, OATS)	Antenne de réception	3/2 pour un dipôle □ ou équation (H.24)	$4/(4\pi r^2)$ ou $r^2 g_{\max}^2 / (4\pi r^2)$ (équation (H.9))
TL (cellule TEM, cellule GTEM, ligne ouverte)	$\frac{\eta_0}{Z_c} \frac{h}{r_{TL}} \frac{1}{\lambda}$	3/2 pour un dipôle □ ou équation (H.24)	$1/(4\pi r_{TL}^2)$
RC (chambre réverbérante)	$\frac{\eta_0}{Z_c} \frac{1}{d_{RC}}$	1 pour tous les émetteurs	$\frac{1}{d_{RC}^2} \frac{\langle P_{r,ref} \rangle}{P_{ref}}$

H.7 Exemple de limites d'émission

Les limites d'émission peuvent être corrélées par substitution de E_{\max} par $V_{\max} F_{TL}$. Par exemple, si les limites OATS de la CISPR 32 [68] sont utilisées, alors les limites de ligne de transmission TEM équivalentes sont représentées à la Figure H.5. Cette configuration exige de convertir la tension de ligne de transmission mesurée en amplitude de champ équivalente à l'aide de F_a donné dans le Tableau H.1.

NOTE Les valeurs de la Figure H.5 (voir Article H.8) sont déterminées comme suit. Dans l'équation (H.23), soit A = TL, B = HS et noter que

$$E_{\max} = F \cdot V_{\max},$$

la simplification donne alors

$$E_{\max,TL} = E_{\max,HS} \frac{1}{2} \frac{s}{r_{TL}}.$$

Par exemple, soit la limite de Classe A CISPR 32 [68] de 40 dB μ V/m pour 30 MHz à 230 MHz à une séparation de 10 m (= s), cela donne en dB

$$20\lg(E_{\max,TL}) + 20\lg(r_{TL}/1m) = 40 \text{ dB}\mu\text{V/m} + 20\lg(5) = 54 \text{ dB}\mu\text{V/m},$$

comme le représente la Figure H.5. Des niveaux similaires suivent pour la Classe B et pour d'autres fréquences.

En variante, les émissions mesurées dans la ligne de transmission peuvent être comparées à une valeur HS équivalente par l'intermédiaire de

$$E_{\max,HS} = E_{\max,TL} \cdot 2 \cdot \frac{r_{TL}}{s} \quad (\text{H.25})$$

où s est encore la séparation HS (par exemple, 3 m, 10 m, 30 m, etc.). Cette comparaison est utile si plusieurs orientations d'objet d'essai sont utilisées (12, par exemple) et que la valeur maximale issue de ces orientations est déterminée.

H.8 Figures de l'Annex H

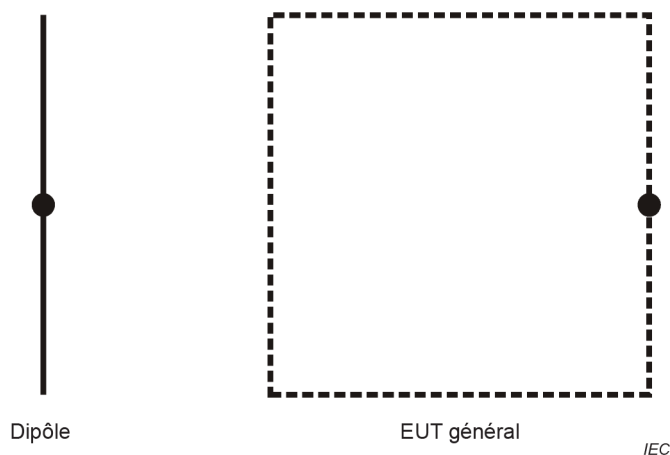
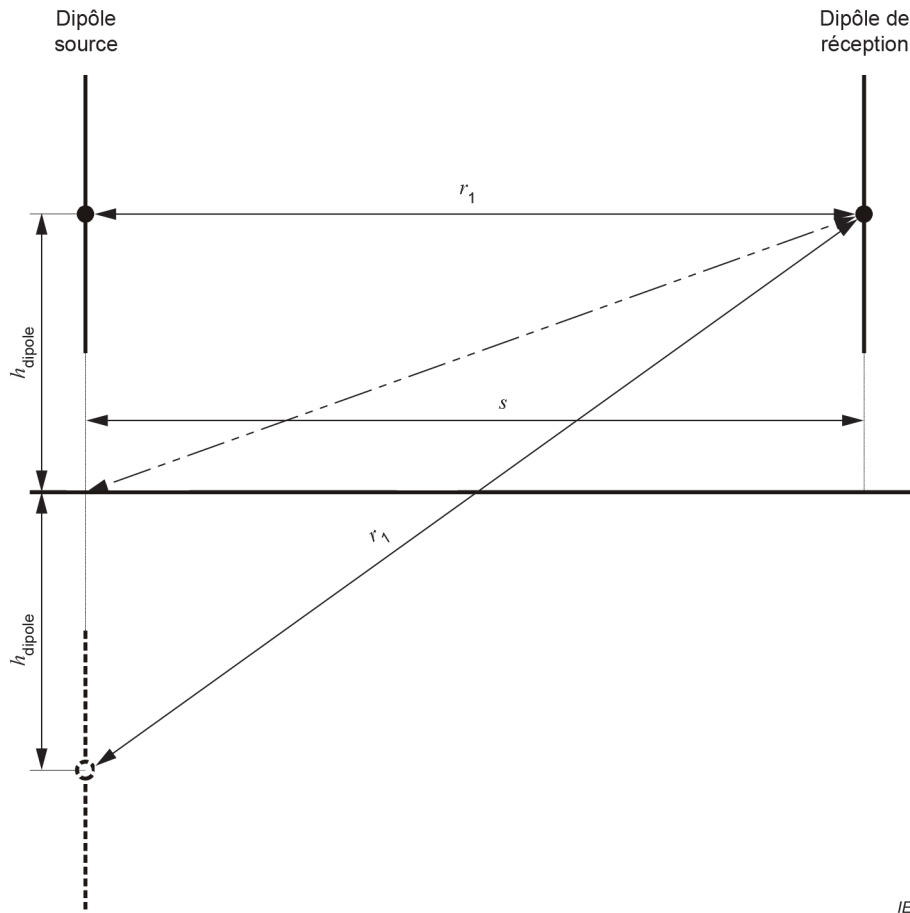
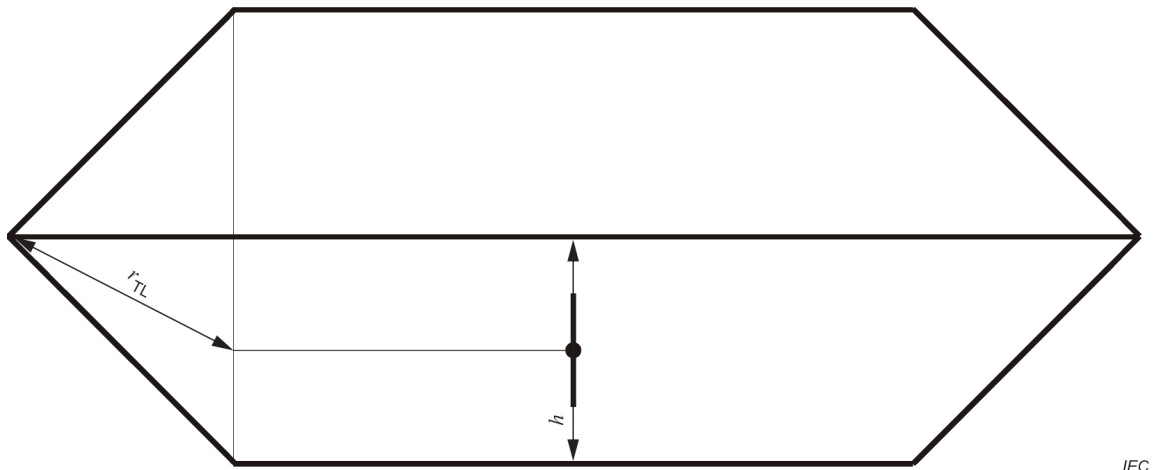


Figure H.1 – Représentation d'un dipôle court à alimentation centrale et d'une source plus générale représentant un EUT (voir Article H.2)

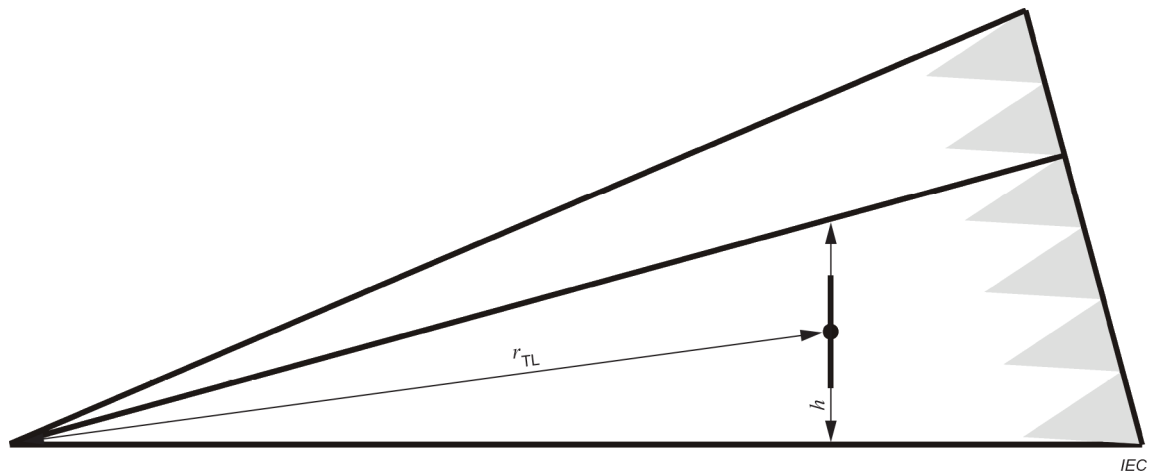


NOTE La définition de la géométrie source et de réception est la même pour les dipôles horizontaux copolarisés ou pour les dipôles source et de réception dont l'orientation est arbitraire.

Figure H.2 – Source verticale et dipôles de réception situés sur un plan de sol parfaitement conducteur d'étendue infinie (voir Article H.3)

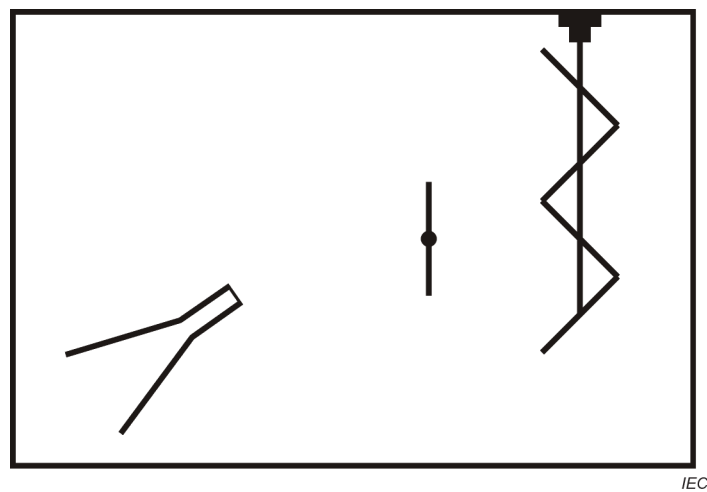


a) Cellule TEM à deux accès



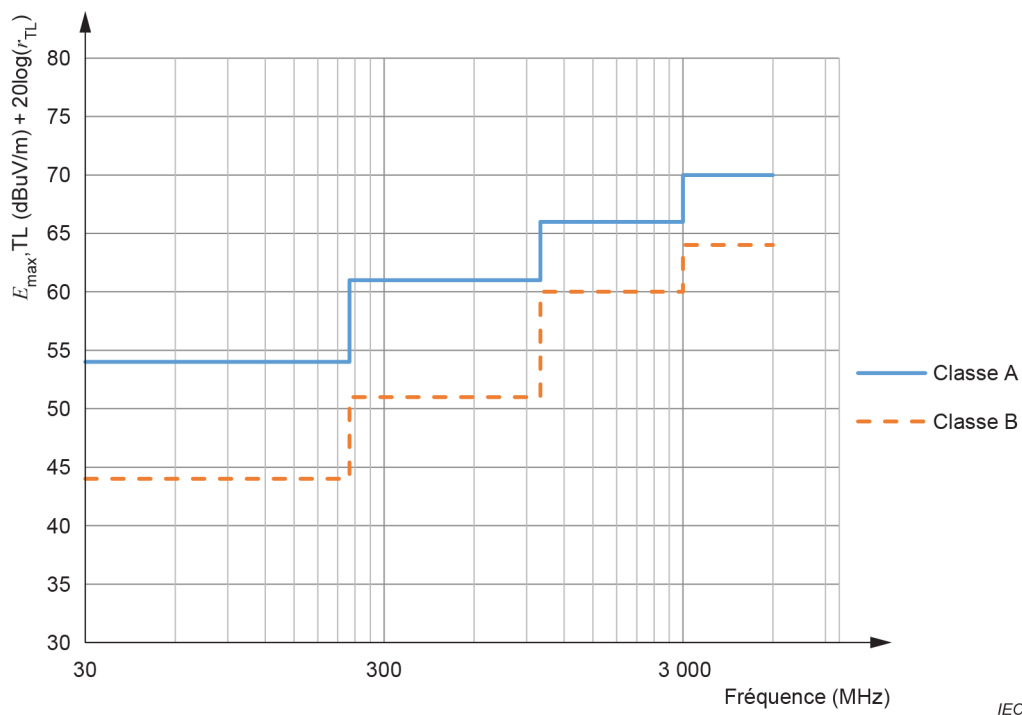
b) Cellule TEM à un accès

Figure H.3 – Deux types de cellules TEM avec une source dipolaire à polarisation verticale et dont la géométrie entre l'accès source et l'accès de réception est définie (voir Article H.4)



NOTE L'antenne de réception est orientée à l'opposé de la source dipolaire, afin de réduire le plus possible le couplage de trajet direct.

Figure H.4 – Chambre réverbérante avec une source dipolaire, un dispositif de brassage pour rendre aléatoires les champs et une antenne de réception générale (voir Article H.5)



NOTE À la Figure H.5 r_{TL} est la distance en m entre l'accès du connecteur du guide d'onde TEM (installation de ligne de transmission) et l'emplacement de l'émetteur (objet d'essai).

Figure H.5 – Limites d'émission de Classe A et de Classe B du guide d'onde TEM corrélées à partir de la CISPR 32 [68], (voir Article H.7)

Annex I (informative)

Caractérisation des transitoires du guide d'onde TEM

I.1 Aperçu

L'Annex I décrit une méthode de caractérisation des guides d'onde TEM en fonction des signaux transitoires. La méthode permet d'évaluer la qualité d'une transmission de signal inhérent à la forme dans les guides d'onde TEM. L'évaluation repose sur le coefficient de corrélation de Pearson (P_{cc}) et offre un moyen d'exprimer les caractéristiques de domaine temporel d'un guide d'onde TEM donné par une valeur significative (facteur de mérite).

De nombreuses formes d'onde différentes qui répondent à des besoins techniques distincts peuvent composer l'environnement électromagnétique, y compris les nombreuses formes d'onde transitoires qui peuvent générer des interférences électromagnétiques intentionnelles (IEMI). De nouvelles formes d'onde vont être développées, en particulier pour les systèmes de communication. Actuellement, une expertise technique est nécessaire pour estimer si un mesurage avec un signal transitoire particulier peut être réalisé dans un guide d'onde TEM spécifique. Pour évaluer les nouvelles formes d'onde à venir dans les guides d'onde TEM et proposer une méthode de qualification de transmission de guide d'onde TEM gérable, l'Annexe I fournit un nouveau montage d'essai et une méthode de qualification et de caractérisation du guide d'onde TEM.

La méthode de caractérisation du guide d'onde TEM peut être appliquée à toute forme d'onde aléatoire. La composante primaire de champ électrique E_y du signal est mesurée à une position de référence et en des points discrets à l'intérieur du volume d'essai du guide d'onde TEM. La corrélation du signal de référence et du signal de volume d'essai représente la qualité de la transmission du signal inhérente à la forme [10].

I.2 Matériel d'essai

Il convient que le système de mesure, outre la sonde, soit par nature insensible au rayonnement électromagnétique dans le guide d'onde TEM. Par conséquent, il convient que la méthode de mesure implique l'utilisation d'une liaison de transmission de signal par fibres optiques capable de mesurer les signaux et de les transmettre à un oscilloscope sans gêner le champ électromagnétique dans le volume d'essai.

Il convient de procéder à la caractérisation dans le domaine temporel. Les caractéristiques recommandées du système de mesure sont les suivantes:

- deux sondes de champ électrique identiques, avec une largeur de bande qui correspond à la forme d'onde transitoire aléatoire choisie;
- un oscilloscope avec une largeur de bande et un taux d'échantillonnage conformes au théorème de Shannon par rapport au signal transitoire;
- un générateur de forme d'onde transitoire dont la résistance interne est adaptée à l'impédance caractéristique du guide d'onde TEM.

I.3 Montage d'essai

Pour évaluer la qualité de transmission d'un guide d'onde TEM, ledit signal de référence et les signaux dans le volume d'essai sont mesurés. Le volume d'essai utilisable d'un guide d'onde TEM (voir la Figure D.7 à la Figure D.11 de l'Article D.8) dépend de la "zone uniforme" telle qu'elle est définie en 5.2.2. La vérification de l'uniformité du champ (5.2.2.2) et la vérification du mode TEM (5.2.2.3) sont exigées pour la caractérisation de transitoire du guide d'onde TEM [25].

La section d'essai, marquée dans la Figure I.1a) et la Figure I.1b) (voir Article I.7), est équivalente à la zone uniforme définie en 5.2.2. Il convient de choisir le nombre de points d'essai pour la caractérisation de transitoire du guide d'onde TEM selon 5.2.2. En ces points d'essai, il convient de consigner la composante de champ primaire E_y . Il convient que la position de référence soit le plus proche possible de la section d'alimentation du guide d'onde TEM et qu'elle soit centrée par rapport au septum (Figure I.1a)). De plus, il convient que la sonde de champ utilisée soit de petite taille comparée à la section du guide d'onde TEM, afin d'éviter les distorsions de champ. Dans la direction y , il convient que la position de référence soit au milieu de la hauteur réelle du septum au niveau de la section d'alimentation. Aux deux positions, il convient d'utiliser des sondes électriques identiques, de manière à ne pas devoir tenir compte de leur impact sur le signal mesuré en raison des propriétés mathématiques du Pcc.

I.4 Caractérisation du guide d'onde TEM par corrélation

Afin de permettre une évaluation rapide fondée sur un seul paramètre qualificatif, il convient de corréler chaque signal mesuré dans la section d'essai au signal de référence. Pour ce faire, il convient que les signaux soient en fenêtre [11]. Il convient de choisir la fenêtre de sorte que le signal restant contienne les informations les plus pertinentes et, en fonction des caractéristiques de la forme d'onde, qu'il contienne des réflexions. Les spécifications données dans l'alinéa ci-dessous peuvent être considérées comme un exemple de transitoires avec une double enveloppe exponentielle, comme le représente la Figure I.2 (voir Article I.7).

Fenêtrage du signal:

- t_{start} : temps, lorsque 5 % de la valeur maximale de E_y est atteint;
- t_{length} : composé de deux longueurs de temps; t_{length1} décrit la durée entre la première valeur qui dépasse 5 % de la valeur de crête (t_{start}), par exemple, et la dernière valeur inférieure à 5 %, et t_{length2} peut être calculé à deux fois le temps de propagation entre la position de mesure et les extrémités d'absorbeur selon la Figure I.1a), où d_{abs} est la distance entre les extrémités d'absorbeur et c_0 la vitesse de la lumière en espace libre.

NOTE 1 t_{start} peut être choisi à un temps de montée inférieur à 10 % si le rapport signal/bruit des signaux dans la position de référence et dans le volume d'essai est suffisant pour permettre une mise en correspondance précise du temps.

Le début de la fenêtre de signaux pour le signal de référence et les signaux à l'intérieur du volume d'essai est défini par l'amplitude minimale clairement détectable (5 % de $E_{y,\text{max}}$, par exemple). La longueur du signal dépend du signal lui-même, et de l'emplacement de la zone uniforme et de sa distance par rapport aux extrémités d'absorbeur, de sorte que les réflexions pertinentes sont également couvertes par la fenêtre de signaux.

À la position de référence, aucun mode d'ordre supérieur ne peut se propager et aucune distorsion de signal ne se produit. Par conséquent, le signal de référence correspond au signal d'origine, qui est fourni par le générateur de signaux et contient uniquement les transformations provoquées par le système de mesure.

Les signaux en fenêtre sont corrélés sur la base de l'équation (I.1), où la barre supérieure indique la valeur moyenne d'un mesurande.

$$\rho(E_{y,r}, E_{y,s}) = \frac{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N (E_{y,r}(k) - \bar{E}_{y,r})(E_{y,s}(k) - \bar{E}_{y,s})}{\sqrt{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N (E_{y,r}(k) - \bar{E}_{y,r})^2} \cdot \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N (E_{y,s}(k) - \bar{E}_{y,s})^2}} \quad (I.1)$$

NOTE 2 $E_{y,r}$ est la composante y du signal à la position de référence, $E_{y,s}$ est la composante y du signal dans le volume d'essai, k est l'indice d'échantillonnage et N est le nombre total d'échantillons.

NOTE 3 L'amplitude du champ électrique mesuré n'a aucun impact sur le Pcc, et il n'y a donc pas de normalisation de $E_{y,r}$ et $E_{y,s}$.

Le coefficient de corrélation peut être visualisé au moyen d'une carte thermique de manière à avoir un bon aperçu de la qualité de transmission du guide d'onde TEM à l'étude. La Figure I.3 présente un exemple (voir Article I.7). Cette carte thermique révèle les limites du volume d'essai et indique les influences des structures de guide d'onde TEM, par exemple les distorsions de champ électromagnétique dues à la porte d'accès du guide d'onde TEM.

I.5 Quantification du Pcc

Pour quantifier le niveau de distorsion ou vérifier si un signal a été transmis sans être déformé, un seuil doit être défini pour le Pcc.

En C.2.1, l'impulsion biexponentielle (seule forme d'onde normalisée) est définie par son temps de montée t_{rise} et sa largeur d'impulsion f_{fwhm} , avec les tolérances suivantes:

- t_{rise} entre 10 % et 90 % de la valeur de crête doit être de $(2,5 \pm 0,5)$ ns
- f_{fwhm} doit être de (23 ± 5) ns

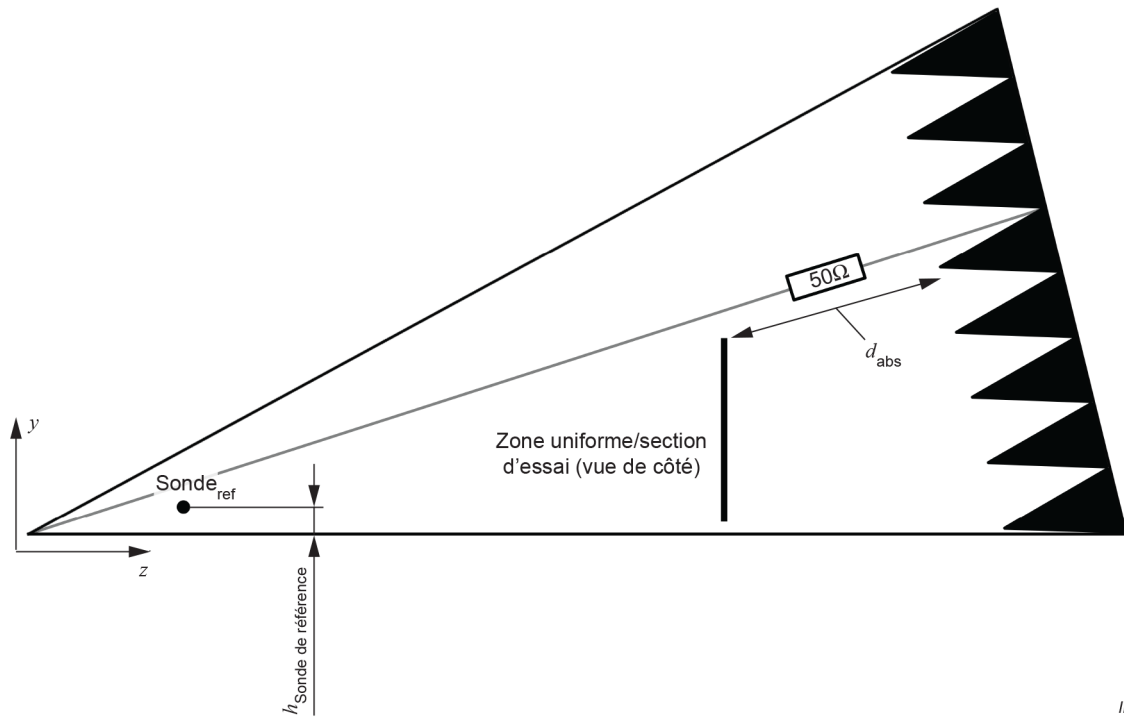
Par exemple, le Pcc d'une impulsion biexponentielle avec $t_{rise} = 2,25$ ns et $t_{fwhm} = 25$ ns et d'une impulsion avec $t_{rise} = 2,5$ ns et $t_{fwhm} = 30$ ns, produites par un générateur de signaux vectoriels aléatoires et mesurées par un oscilloscope, est calculé à $\rho = 0,994$ ($\hat{=} 99,4$ %), un écart de 0,6 % [11].

Compte tenu d'un montage de mesure classique et de l'incertitude de mesure, il convient que le Pcc ne soit pas inférieur à $\rho = 0,9$, qui peut être considérée comme une valeur de référence pour tout signal d'essai transitoire aléatoire. Il convient que la valeur limite finale du Pcc pour une forme d'onde transitoire spécifique soit définie par les comités de produit.

I.6 Signaux d'essai transitoires réalisables

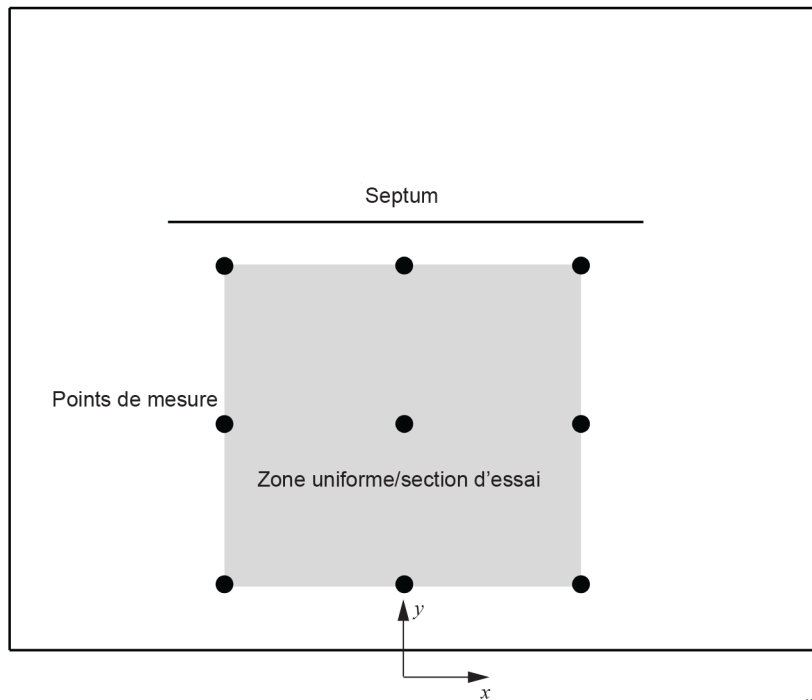
Fondamentalement, un signal transitoire peut être utilisé pour évaluer un guide d'onde TEM. Il convient de noter qu'un signal transitoire à bande ultra large (une impulsion biexponentielle décrite en C.2.1, par exemple) est une forme d'onde adaptée à la qualification d'un guide d'onde TEM sur une large bande de fréquences. Toutefois, il ne donne pas d'évaluation suffisante utilisé seul. En cas de transmission déformée d'une impulsion biexponentielle, il n'est pas garanti que chaque signal aléatoire avec une fréquence centrale dans le spectre de l'impulsion biexponentielle puisse également être transmis sans être déformé. Il est donc essentiel d'évaluer la forme d'onde prévue pendant l'évaluation du guide d'onde TEM.

I.7 Figures de l'Annex I



IEC

a) Vue de côté



IEC

b) Vue en coupe

Figure I.1 – Montage d'essai

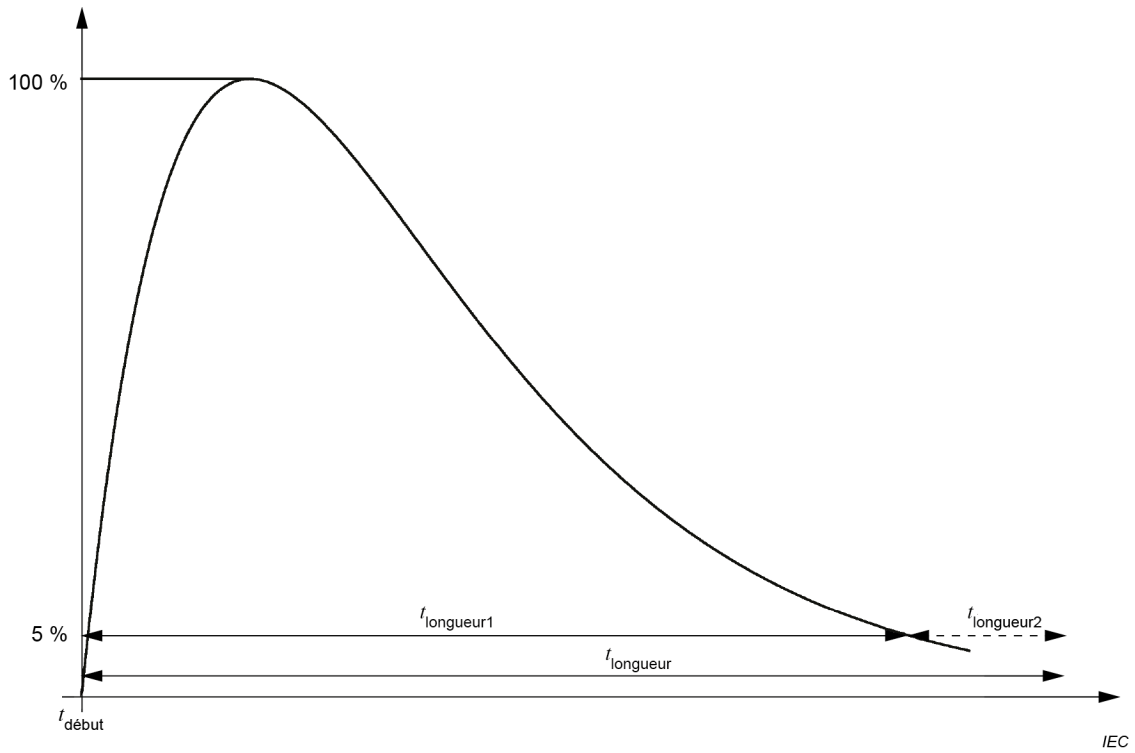


Figure I.2 – Fenêtrage du signal

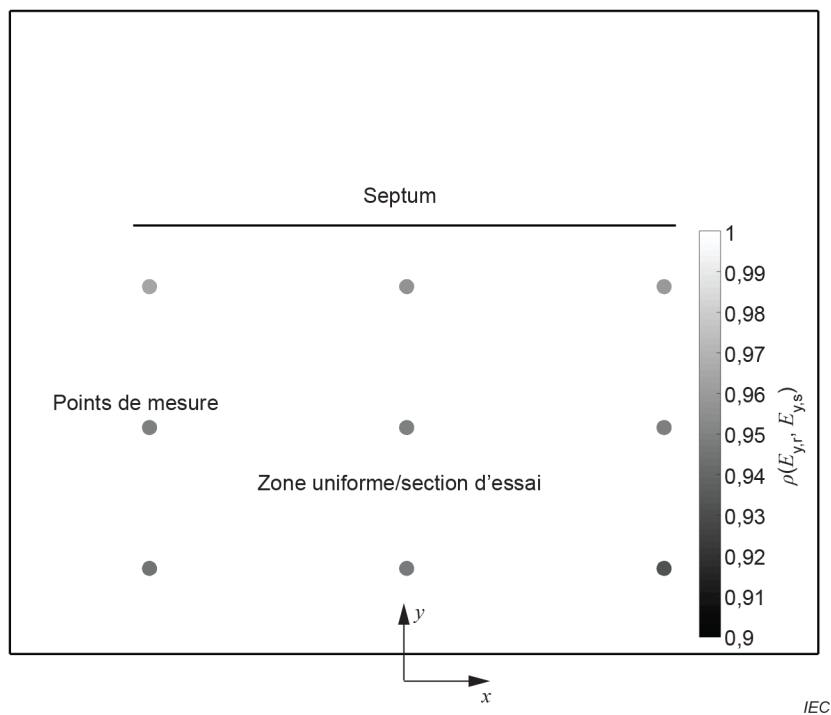


Figure I.3 – Exemple de carte thermique – Pcc pour un point d'essai dans la zone uniforme

Bibliographie

Normes incluant les guides d'onde TEM

IEC 60068-1, *Essais d'environnement – Partie 1: Généralités et lignes directrices*

IEC 60118-13, *Électroacoustique – Appareils de correction auditive – Partie 13: Exigences et méthodes de mesure de l'immunité électromagnétique aux appareils numériques mobiles sans fil*

IEC 60489-1, *Méthodes de mesure applicables au matériel de radiocommunication utilisé dans les services mobiles – Partie 1: Définitions générales et conditions normales de mesure*

IEC 60489-3, *Méthodes de mesure applicables au matériel de radiocommunication utilisé dans les services mobiles – Partie 3: Récepteurs conçus pour les émissions A3E ou F3E*

IEC 61000-2-11:1999, *Compatibilité électromagnétique (CEM) – Partie 2-11: Environnement – Classification des environnements IEMN-HA*

IEC TR 61000-5-3, *Compatibilité électromagnétique (CEM) – Partie 5-3: Guides d'installation et d'atténuation – Concepts de protection IEMN-HA*

IEC 61967-2, *Circuits intégrés – Mesure des émissions électromagnétiques, 150 kHz à 1 GHz – Partie 2: Mesure des émissions rayonnées – Méthode de cellule TEM et cellule TEM à large bande*

IEC 62132-2, *Circuits intégrés – Mesure de l'immunité électromagnétique – Partie 2: Mesure de l'immunité rayonnée – Méthode de cellule TEM et cellule TEM à large bande*

IEC GUIDE 107, *Compatibilité électromagnétique – Guide pour la rédaction des publications sur la compatibilité électromagnétique*

ISO 11452 (toutes les parties), *Véhicules routiers – Méthodes d'essai d'un équipement soumis à des perturbations électriques par rayonnement d'énergie électromagnétique en bande étroite*

ANSI C63.4, *Methods of Measurement of Radio-Noise Emissions from Low-Voltage Electrical and Electronic Equipment in the Range of 9 kHz to 40 GHz*

ANSI C63.19-2014, *Methods of Measurement of Compatibility between Wireless Communication Devices and Hearing Aids*

CISPR 25, *Véhicules, bateaux et moteurs à combustion interne – Caractéristiques des perturbations radioélectriques – Limites et méthodes de mesure pour la protection des récepteurs embarqués*

EIA/TIA-631, *Telecommunications Telephone Terminal Equipment – Radio Frequency Immunity Requirements for Equipment Having an Acoustic Output*

ETSI TR 102 273-5, *Electromagnetic Compatibility and Radio Spectrum Matters (ERM); Improvement on Radiated Methods of Measurement (using test sites) and evaluation of the corresponding measurement uncertainties – Part 5: Striplines (disponible en anglais seulement)*

IEEE Std C95.3, *IEEE recommended practice for the measurement of potentially hazardous electromagnetic fields – RF and microwave*

IEEE Std 1309-2013, *IEEE Standard for Calibration of electromagnetic Field Sensors and Probes, Excluding Antennas, from 9 kHz to 40 GHz*

IEEE Std 145-1993, *IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas*

IEEE Std 211-1997, *IEEE Standard Definitions of Terms for Radio Wave Propagation*

MIL-STD-461G, *Requirements for the Control of Electromagnetic Interference Characteristics of Subsystems and Equipment*, 2015

UKAS, M3003, Edition 2, 2007, *The Expression of Uncertainty and Confidence in Measurement*, free download on www.ukas.com

Documents de référence

- [1] M. Alexander, A. Nothofer, R. Dixon, "The use of ferrite clamps and clip-on ferrites," CISPR/A-TC77 (JTF-TEM-Alexander-Nothofer-Dixon) 01-01, June 2001
- [2] ANSI C63.4-2014, *American National Standard for Methods of Measurement of Radio-Noise Emissions from Low-Voltage Electrical and Electronic Equipment in the Range of 9 kHz to 40 GHz*, The Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc., New York
- [3] T. Babij, "Evaluation of errors in the calibration of TEM cells," *IEEE Miami Technicon '87*, Miami, FL, pp. 199-201, 1987
- [4] A. Beggio, G. Borio, R. Zich, "On the unwanted effects on the radiated emission and susceptibility measurements due to the introduction of a wooden table," *International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Tokyo, Japan, pp. 252-255, May 1999
- [5] S. Bentz, "Use of the TEM cell for compliance testing of emission and immunity, an IEC perspective," *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Santa Clara, CA, pp. 43-47, 1996
- [6] S. Berger, A. Tsaliovich, "Unlicensed PCS product EMC compliance measurement rational and alternatives," *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Santa Clara, CA, pp. 396-401, 1996
- [7] ISO/IEC Guide 98-3:2008, *Incertitude de mesure – Partie 3: Guide pour l'expression de l'incertitude de mesure (GUM:1995)*
- [8] J. van Bladel, *Electromagnetic Fields*, Hemisphere Publishing Corporation, 1985
- [9] Ch. Braun, W. Graf, P. Guidi, H. Schmidt "Beeinflussung der Stromverteilung auf Testobjekten in TEM-Wellenleitern bei Variation des Füllfaktors," (translation: "Influence of current distribution on test objects in TEM waveguides for variable object size"), *Kleinheubach Symposium of URSI German NC and ITG*, Kleinheubacher Berichte, Deutsche Telekom, Darmstadt, Germany, vol. 39, 1996
- [10] N. Briest, S. Potthast, H. Garbe, "Transmission Characteristics of a TEM Waveguide for Transient Signals by the use of a Damped Sinusoidal," *Advances in Radio Science*, vol. 13, pp. 175-179, 2015
- [11] N. Briest, H. Garbe, D. Hamann, S. Potthast, "Extension of the IEC 61000-4-20 Annex C to the Use of Arbitrary Transient Signals," *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Ottawa, ON, Canada, pp. 829–834, 2016
- [12] E. Bronaugh, "Simplifying EMI immunity (susceptibility) tests in TEM cells," *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Washington, D.C., pp. 488-491, August 1990

- [13] E. Bronaugh, J. Osburn, “Radiated emissions test performance of the GHz TEM cell,” *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Cherry Hill, NJ, pp. 1-7, Aug.
- [14] 1991 CISPR 14 (toutes les parties), *Compatibilité électromagnétique – Exigences relatives aux appareils électrodomestiques, aux outils électriques et aux appareils analogues*
- [15] CISPR 16-4-2, *Spécifications des méthodes et des appareils de mesure des perturbations radioélectriques et de l'immunité aux perturbations radioélectriques – Partie 4-2: Incertitudes, statistiques et modélisation des limites – Incertitudes de mesure de l'instrumentation*
- [16] R. E. Collin, *Field Theory of Guided Waves*, 2nd ed., *IEEE Press*, Piscataway, NJ, 1991
- [17] M. Crawford, J. Workman, “Predicting free-space radiated emissions from electronic equipment using TEM cell and open-field site measurements,” *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Baltimore, MD, pp. 80-85, 1980
- [18] H. Garbe, H. Haase, M. Koch, “Specification of alternative test sites with respect to given EMC field standards,” *International Zurich Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Zurich, Switzerland, pp. 459-464, Feb. 1997
- [19] H. Garn, M. Buchmayr, W. Müllner, “Precise calibration of electric field sensors for radiated susceptibility testing,” *Frequenz*, vol. 53, no. 9-10, pp. 190-194, 1999
- [20] J. Glimm, K. Münter, R. Pape, T. Schrader, M. Spitzer, “The New National Standard of EM Field Strength; Realisation and Dissemination,” *12th Int. Symposium on EMC*, Zurich, Switzerland, ISBN 3-9521199-1-1, pp. 611-613, February 18-20, 1997
- [21] J. Glimm, K. Münter, M. Spitzer, Th. Dötzer, Th. Schrader, “Influence of calibration and measurement techniques on the inhomogeneity of electromagnetic fields for immunity tests,” *International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Tokyo, Japan, pp. 600-603, May 1999
- [22] C. Groh, J.-P. Kaerst, M. Koch, H. Garbe, “TEM Waveguides for EMC measurements,” *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 41, no. 4, pp. 440-445, Nov. 1999
- [23] C. Groh, J.-P. Kaerst, H. Garbe, “Einfluss der Beladung auf die Feldmoden in TEM Wellenleitern,” (translation: “Influence of load on field modes in TEM waveguides”), *Elektromagnetische Verträglichkeit EMV 2000 (8. Intl. Symp. and Exhb. on EMC)*, VDE Verlag, Berlin, Germany, ISBN 3-8007-2522-3, pp. 287-294, Feb. 2000
- [24] C. Groh, *TEM Zellen zur Kalibration von elektromagnetischen Feldsensoren*, (translation: *TEM cells for calibration of electromagnetic field probes*), PhD-thesis, University of Hannover, Germany, VDE Verlag, 2002
- [25] D. Hamann, H. Garbe, “Enhanced estimates of field distribution’s uncertainty contribution for TEM waveguides,” *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Raleigh, NC, pp. 899–902, 2014
- [26] D. Hamann, *Charakterisierung komplexer Systeme in GTEM Zelle*, (translation: *Characterization of Complex Systems by GTEM Cell Measurements*), PhD-thesis, University of Hannover, Germany, sierke Verlag, 2014

- [27] D. Hamann, M.-B. Konerding, H. Garbe, "CISPR 16-4-2 Equivalent Measurement Uncertainty Analysis for TEM Waveguides," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 57, no. 4, pp. 616-622, Aug. 2015
- [28] T. Harrington, Z. Chen, M. Foegelle, "GTEM radiated emissions testing and FDTD modeling," *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Seattle, WA, pp. 770-775, 1999
- [29] T. Harrington, "Total-radiated-power-based OATS-equivalent emissions testing in reverberation chambers and GTEM cells," *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Washington, DC, pp. 23-28, 2000
- [30] T. Harrington, E. Bronaugh, "EUT directivity and other uncertainty considerations for GHz-range use of TEM waveguides," *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Montreal, QC, Canada, pp. 117-122, 2001
- [31] D. Hill, *Electromagnetic Fields in Cavities: Deterministic and Statistical Theories*, Wiley, 2009
- [32] C. Holloway, P. Wilson, G. Koepke, M. Candidi, "Total radiated power limits for emission measurements in a reverberation chamber," *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Boston, MA, pp. 838-843, Aug. 2003
- [33] IEC 61000-2-9, *Compatibilité électromagnétique (CEM) – Partie 2: Environnement – Section 9: Description de l'environnement IEMN-HA – Perturbations rayonnées Publication fondamentale en CEM*
- [34] IEC 61000-4-3, *Compatibilité électromagnétique (CEM) – Partie 4-3: Techniques d'essai et de mesure – Essai d'immunité aux champs électromagnétiques rayonnés aux fréquences radioélectriques*
- [35] IEEE Std 1309-2013, *IEEE Standard for Calibration of Electromagnetic Field Sensors and Probes, Excluding Antennas, from 9 kHz to 40 GHz*, The Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc., New York
- [36] S. Ishigami, M. Hirata, "A New Calibration Method for an E-field Probe using TEM Waveguides," *The 20th International Zurich Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC Zurich 2009)*, January 2009
- [37] ISO 11452-3, *Véhicules routiers – Méthodes d'essai d'un équipement soumis à des perturbations électriques par rayonnement d'énergie électromagnétique en bande étroite – Partie 3: Cellule électromagnétique transverse (TEM)*
- [38] S.-B. Jeon, J.-H. Yun, S.-K. Park, "On the New Design of a 4-Port TEM Waveguide with a Higher Cutoff Frequency and Wider Test Volume," *ETRI Journal*, vol. 34, no. 4, pp. 621-624, Aug. 2012
- [39] J.-P. Kaerst, C. Groh, H. Garbe, "Field mode properties of loaded waveguides," *International Zurich Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Zurich, Switzerland, pp. 481-486, Feb. 2001
- [40] J.-P. Kaerst, *Qualifikation beladener TEM Wellenleiter*, (translation: *Validation of loaded TEM waveguides*), PhD-thesis, University of Hannover, Germany, VDE Verlag, 2002
- [41] M. Kanda, D. Hill, "A three-loop method for determining the radiation characteristics of an electrically small source," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 34, no. 1, pp. 1-2, Feb. 1992

- [42] M. Klingler, J. Rioult, J.-P. Ghys, S. Ficheux, “Wideband total radiated power measurements of electronic equipment in TEM and GTEM cells,” *International Zurich Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Zurich, Switzerland, pp. 665-670, 1999
- [43] M. Koch, *Analytische Feldberechnung in TEM Zellen*, (translation: *Analytical Field Calculation in TEM Cells*), PhD-thesis, University of Hannover, *Shaker-Verlag*, Aachen, Germany, ISBN 3-8265-6017-5, 1999
- [44] G. Koepke, M. Ma, “A new method to quantify the radiation characteristics of an unknown interference source,” *International Zurich Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Zurich, Switzerland, pp. 35-40, March 1983
- [45] J. Labus, “Rechnerische Ermittlung der Impedanz von Antennen” (Mathematical calculation of the impedance of antennas), *Hochfrequenz und Elektroakustik*, vol. 41, pp. 17-23, January 1933
- [46] M. Ma, G. Koepke, *Uncertainties in Extracting Radiation Parameters for an Unknown Interference Source Based on Power and Phase Measurements*, National Institute of Standards and Technology (NIST, formerly NBS), Technical Note 1064, June 1983
- [47] MIL-STD-461G, *Requirements for the Control of Electromagnetic Interference Characteristics of Subsystems and Equipment*, 2015
- [48] A. Nothofer, A. Marvin, J. Dawson, “Uncertainties due to cross-polar coupling in GTEM cell emission measurement,” *International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Rome, Italy, pp. 590-595, 1998
- [49] A. Nothofer, A. Marvin, J. Dawson: “Indirect measurements of field uniformity in TEM cells Including cross-polar field components,” *International Zurich Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Zurich, Switzerland, pp. 659-664, March 1999
- [50] H. D. Pham and H. Garbe, “Calculations of electromagnetic fields in longitudinal irregularly TEM-cells,” *2020 International Symposium on Electromagnetic Compatibility, – EMC Europe 2020*, pp. 1-6, 2020
- [51] D. Pozar, *Microwave Engineering*, 2nd ed., John Wiley & Sons, NY, 1998
- [52] T. Schrader, *Vergleich von Feldgeneratoren für EMV-Prüfungen*, (translation: *Comparison of Field Generators for EMC Tests*), PhD-thesis, University of Braunschweig, Germany, 1997
- [53] I. Sreenivasiah, D. Chang, M. Ma, “Emission characteristics of electrically small radiating sources from tests inside a TEM cell,” *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 23, no. 3, pp. 113-121, Aug. 1981
- [54] E. Steinke, P. Wilson, H. Garbe, “An equivalent “radiated emission” voltage measurement standard for TEM cells,” *International Wroclaw Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Wroclaw, Poland, pp. 301-304, Sept. 1992
- [55] M. Thelberg, E. Bronaugh, J. Osburn, “GTEM to OATS radiated emissions correlation from 1-5 GHz,” *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Chicago, IL, pp. 387-392, 1994
- [56] J. Tippet, D. Chang, “Radiation characteristics of electrically small devices in a TEM transmission cell,” *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 18, no. 4, pp. 134-140, Nov. 1976

- [57] L. Turnbull, A. Marvin, "A treatment of the phase properties of GTEM to open-area test-site correlation techniques," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 40, no. 1, pp. 62-69, Feb. 1998
- [58] UKAS M3003 The Expression of Uncertainty and Confidence in Measurement, Ed.2, 2007
- [59] P. Wilson, D. Hansen, D. Koenigstein, "Simulating open area test site emission measurements based on data obtained in a novel broadband TEM cell," *IEEE National Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Denver, CO, pp. 171-177, May 1989
- [60] P. Wilson, "On correlating TEM cell and OATS emission measurements," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 37, no. 1, pp. 1-16, Feb. 1995
- [61] P. Wilson, D. Hill, C. Holloway, "On determining maximum emissions from electrically large sources," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 44, no. 1, pp. 79-86, Feb. 2002
- [62] P. Wilson, "Emission and immunity testing: test object electrical size and its implication," *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility* Santa Clara, CA, pp. 340-352, Aug. 2004
- [63] J.-H. Yun, H.-J. Lee, H.-J. Hwang, "Straight Coupled Transmission-Line Cell for Generating Standard Electromagnetic Fields," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 44, pp. 515-521, Nov. 2002
- [64] IEC TR 61000-1-6, *Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 1-6: General – Guide to the assessment of measurement uncertainty* (disponible en anglais seulement)
- [65] IEC 61000-4-23, *Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 4-23: Testing and measurement techniques – Test methods for protective devices for HEMP and other radiated disturbances* (disponible en anglais seulement)
- [66] IEC 61000-4-32, *Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 4-32: Testing and measurement techniques – High-altitude electromagnetic pulse (HEMP) simulator compendium* (disponible en anglais seulement)
- [67] 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
- [68] CISPR 32, *Compatibilité électromagnétique des équipements multimédia – Exigences d'émission*
- [69] CISPR 20:2006², *Récepteurs de radiodiffusion et de télévision et équipements associés – Caractéristiques d'immunité – Limites et méthodes de mesure*

² Cette publication a été supprimée.

INTERNATIONAL
ELECTROTECHNICAL
COMMISSION

3, rue de Varembé
PO Box 131
CH-1211 Geneva 20
Switzerland

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