

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

**Partie 1:
Appareils de mesure des perturbations
radioélectriques et de l'immunité aux
perturbations radioélectriques**

**Specification for radio disturbance and
immunity measuring apparatus and methods –**

**Part 1:
Radio disturbance and immunity
measuring apparatus**

Révision de la présente publication

Le contenu technique des publications de la CEI et du CISPR est constamment revu par la Commission et par le CISPR afin qu'il reflète bien l'état actuel de la technique.

Les renseignements relatifs à des questions à l'étude et des travaux en cours entrepris par le comité technique qui a établi cette publication, ainsi que la liste des publications établies, se trouvent dans les documents ci-dessous:

- **«Site web» de la CEI***
- **Catalogue des publications de la CEI**
Publié annuellement et mis à jour régulièrement
(Catalogue en ligne)*
- **Bulletin de la CEI**
Disponible à la fois au «site web» de la CEI* et comme périodique imprimé

Terminologie utilisée dans la présente publication

Seuls sont définis ici les termes spéciaux se rapportant à la présente publication.

En ce qui concerne la terminologie générale, le lecteur se reportera à la CEI 60050: *Vocabulaire Electrotechnique International* (VEI), qui est établie sous forme de chapitres séparés traitant chacun d'un sujet défini, l'Index général étant publié séparément. Des détails complets sur le VEI peuvent être obtenus sur demande.

Pour les termes concernant les perturbations radio-électriques, voir le chapitre 902.

Symboles graphiques et littéraux

Pour les symboles graphiques, les symboles littéraux et les signes d'usage général approuvés par la CEI, le lecteur consultera:

- la CEI 60027: *Symboles littéraux à utiliser en électrotechnique*;
- la CEI 60617: *Symboles graphiques pour schémas*;

Les symboles et signes contenus dans la présente publication ont été soit tirés de la CEI 60027 ou CEI 60617, soit spécifiquement approuvés aux fins de cette publication.

* voir adresse «Site web» sur la page de titre.

Revision of this publication

The technical content of IEC and CISPR publications is kept under constant review by the IEC and CISPR, thus ensuring that the content reflects current technology.

Information on the subjects under consideration and work in progress undertaken by the technical committee which has prepared this publication, as well as the list of publications issued, is to be found at the following IEC sources:

- **IEC web site***
- **Catalogue of IEC publications**
Published yearly with regular updates
(On-line catalogue)*
- **IEC Bulletin**
Available both at the IEC web site* and as a printed periodical

Terminology used in this publication

Only special terms required for the purpose of this publication are defined herein.

For general terminology, readers are referred to IEC 60050: *International Electrotechnical Vocabulary* (IEV), which is issued in the form of separate chapters each dealing with a specific field, the General Index being published as a separate booklet. Full details of the IEV will be supplied on request.

For terms on radio interference, see Chapter 902.

Graphical and letter symbols

For graphical symbols, and letter symbols and signs approved by the IEC for general use, readers are referred to:

- IEC 60027: *Letter symbols to be used in electrical technology*;
- IEC 60617: *Graphical symbols for diagrams*;

The symbols and signs contained in the present publication have either been taken from IEC 60027 or IEC 60617, or have been specifically approved for the purpose of this publication.

* See web site on title page.

COMMISSION
ÉLECTROTECHNIQUE
INTERNATIONALE

CISPR
16-1

INTERNATIONAL
ELECTROTECHNICAL
COMMISSION

Deuxième édition
Second edition
1999-10

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

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

**Partie 1:
Appareils de mesure des perturbations
radioélectriques et de l'immunité aux
perturbations radioélectriques**

**Specification for radio disturbance and
immunity measuring apparatus and methods –**

**Part 1:
Radio disturbance and immunity
measuring apparatus**

© IEC 1999 Droits de reproduction réservés

Copyright - all rights reserved

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'éditeur.

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 the publisher.

International Electrotechnical Commission
Telefax: +41 22 919 0300

3, rue de Varembé Geneva, Switzerland
e-mail: inmail@iec.ch IEC web site <http://www.iec.ch>



Commission Electrotechnique Internationale
International Electrotechnical Commission
Международная Электротехническая Комиссия

CODE PRIX
PRICE CODE **XH**

Pour prix, voir catalogue en vigueur
For price, see current catalogue

SOMMAIRE

	Pages
AVANT-PROPOS	6
TABLEAU RÉCAPITULATIF DES RÉFÉRENCES CROISÉES	8
 Articles	
1 Domaine d'application	14
2 Références normatives.....	14
3 Définitions.....	16
4 Appareils de mesure	22
4.1 Récepteurs de mesure de quasi-crête pour la gamme de fréquences de 9 kHz à 1 000 MHz.....	22
4.2 Récepteurs de mesure de crête pour la gamme de fréquences de 9 kHz à 1 000 MHz.....	34
4.3 Récepteurs de mesure de valeur moyenne pour la gamme de fréquences de 9 kHz à 1 000 MHz	38
4.4 Récepteurs de mesure quadratique (mesure de valeur efficace) pour la gamme de fréquences de 9 kHz à 1 000 MHz	42
4.5 Analyseurs de spectre et récepteurs à balayage.....	46
4.6 Voltmètre basse fréquence.....	50
5 Matériels auxiliaires.....	54
5.1 Réseaux fictifs	54
5.2 Sondes de courant et de tension	58
5.3 Pince absorbante utilisable dans la gamme de fréquences de 30 MHz à 1 000 MHz.....	62
5.4 Analyseurs de perturbations	64
5.5 Antennes pour la mesure des perturbations radioélectriques rayonnées.....	70
5.6 Emplacements d'essai pour les mesures du champ perturbateur dans la gamme de fréquences de 30 MHz à 1 000 MHz	78
5.7 Chambre réverbérante pour la mesure de la puissance totale rayonnée	96
5.8 Boîtiers de couplage pour la mesure de l'immunité aux courants conduits.....	98
5.9 Cellules TEM pour les mesures d'immunité aux perturbations rayonnées	100
5.10 Dispositifs de couplage pour la mesure des lignes de transmission de données... ..	100
5.11 Main artificielle et élément RC série	102
5.12 Emplacement d'essai pour la mesure des champs radioélectriques perturbateurs dans la gamme de fréquences de 1 GHz à 18 GHz	106
5.13 Spécifications et procédures de validation d'un emplacement d'essai destiné à l'étalonnage des antennes dans la gamme de fréquences de 30 MHz à 1 000 MHz.....	106
 Annexe A (normative) Détermination de la réponse aux impulsions répétées des récepteurs de mesure de quasi-crête et quadratiques (paragraphe 3.2, 4.1.4.2, 4.4.2.2 et 4.4.4.1).....	
	134
 Annexe B (normative) Détermination du spectre d'un générateur d'impulsions (paragraphe 4.1.4, 4.2.4, 4.3.4, 4.4.4)	
	144
 Annexe C (normative) Mesures précises à la sortie des générateurs d'impulsions de l'ordre de la nanoseconde (paragraphe 4.1.4, 4.2.4, 4.3.4, 4.4.4)	
	148
 Annexe D (normative) Influence des caractéristiques du récepteur de mesure de quasi-crête sur sa réponse aux impulsions (paragraphe 4.1.4.2).....	
	152

CONTENTS

	Page
FOREWORD	7
TABLE RECAPITULATING CROSS-REFERENCES	9
 Clause	
1 Scope	15
2 Normative references	15
3 Definitions	17
4 Measuring apparatus	23
4.1 Quasi-peak measuring receivers for the frequency range 9 kHz to 1 000 MHz	23
4.2 Peak measuring receivers for the frequency range 9 kHz to 1 000 MHz	35
4.3 Average measuring receivers for the frequency range 9 kHz to 1 000 MHz	39
4.4 RMS measuring receivers for the frequency range 9 kHz to 1 000 MHz	43
4.5 Spectrum analyzers and scanning receivers	47
4.6 Audio-frequency voltmeter	51
5 Ancillary apparatus	55
5.1 Artificial mains networks	55
5.2 Current and voltage probes	59
5.3 Absorbing clamp for use in the frequency range 30 MHz to 1 000 MHz	63
5.4 Disturbance analyzers	65
5.5 Antennas for measurement of radiated radio disturbance	71
5.6 Test sites for measurement of radio disturbance field strength for the frequency range of 30 MHz to 1 000 MHz	79
5.7 Reverberating chamber for total radiated power measurement	97
5.8 Coupling units for conducted current immunity measurement	99
5.9 TEM cells for immunity to radiated disturbance measurement	101
5.10 Coupling devices for measuring signal lines	101
5.11 The artificial hand and series RC element	103
5.12 Test sites for measurement of radio disturbance field strength for the frequency range 1 GHz to 18 GHz	107
5.13 Specifications and validation procedures for a test site to be used to calibrate antennas in the frequency range of 30 MHz to 1 000 MHz	107
 Annex A (normative) Determination of response to repeated pulses of quasi-peak and r.m.s. measuring receivers (subclauses 3.2, 4.1.4.2, 4.4.2.2 and 4.4.4.1)	 135
Annex B (normative) Determination of pulse generator spectrum (subclauses 4.1.4, 4.2.4, 4.3.4, 4.4.4)	145
Annex C (normative) Accurate measurements of the output of nanosecond pulse generators (subclauses 4.1.4, 4.2.4, 4.3.4, 4.4.4)	149
Annex D (normative) Influence of the quasi-peak measuring receiver characteristics on its pulse response (subclause 4.1.4.2)	153

Annexe E (normative) Réponse des détecteurs de valeurs moyennes et de crête (paragraphe 4.3.2.1)	154
Annexe F (normative) Réseaux fictifs (paragraphe 5.1)	160
Annexe G (normative) Procédure de validation de l'emplacement d'essai en espace libre pour la gamme de fréquences de 30 MHz à 1 000 MHz (paragraphe 5.6)	170
Annexe H (normative) Etalonnage de la pince absorbante (paragraphe 5.3)	186
Annexe I (informative) Construction, gamme de fréquences et étalonnage des sondes de courant (paragraphe 5.2)	190
Annexe J (informative) Construction de la pince absorbante (paragraphe 5.3)	198
Annexe K (informative) Détails de construction des emplacements d'essai en espace libre dans la gamme de fréquences 30 MHz à 1 000 MHz (paragraphe 5.6)	200
Annexe L (informative) Base pour le critère de 4 dB pour l'acceptabilité de l'emplacement (paragraphe 5.6)	206
Annexe M (informative) Construction des boîtiers de couplage pour injection de courant dans la gamme de fréquences de 0,15 MHz à 30 MHz (paragraphe 5.8)	210
Annexe N (informative) Principe de fonctionnement et exemples de boîtiers de couplage pour les mesures d'immunité aux courants conduits (paragraphe 5.8)	214
Annexe O (normative) Paramètres des antennes à large bande	218
Annexe P (normative) Système d'antennes cadres pour la mesure des courants induits par des champs magnétiques dans la gamme de fréquences de 9 kHz à 30 MHz	226
Annexe Q (normative) Exemple de réseau fictif asymétrique (réseau en T)	234
Annexe R (informative) Spécifications du CALTS (paragraphe 5.13)	238
Annexe S (informative) Considérations sur l'antenne d'essai (paragraphe 5.13)	244
Annexe T (informative) Théorie des antennes et de l'affaiblissement de l'emplacement (paragraphe 5.13)	252
Annexe U (informative) Utilisation d'un doublet de longueur fixe 30 MHz $\leq f \leq$ 80 MHz) (paragraphe 5.13)	272
Annexe V (informative) Programme Pascal utilisé en T.1.3 (paragraphe 5.13)	274
Annexe W (informative) Liste de vérification pour la procédure de validation (paragraphe 5.13)	282
Figures 1 à T3	286 à 406

Annex E (normative) Response of average and peak measuring receivers (subclause 4.3.2.1)	155
Annex F (normative) Artificial mains networks (subclause 5.1)	161
Annex G (normative) Validation procedure of the open area test site for the frequency range of 30 MHz to 1 000 MHz (subclause 5.6)	171
Annex H (normative) Calibration of the absorbing clamp (subclause 5.3)	187
Annex I (informative) Construction, frequency range, and calibration of current probes (subclause 5.2)	191
Annex J (informative) Construction of the absorbing clamp (subclause 5.3)	199
Annex K (informative) Construction details for open area test sites in the frequency range of 30 MHz to 1 000 MHz (subclause 5.6)	201
Annex L (informative) Basis for 4 dB site acceptability criterion (subclause 5.6)	207
Annex M (informative) Construction of the coupling units for current injection for the frequency range 0,15 MHz to 30 MHz (subclause 5.8)	211
Annex N (informative) Principle of operation and examples of coupling units for conducted current immunity measurements (subclause 5.8)	215
Annex O (normative) Parameters of broadband antennas	219
Annex P (normative) Loop antenna system for magnetic field induced current measurements in the frequency range of 9 kHz to 30 MHz	227
Annex Q (normative) Example of an asymmetrical artificial network (T-network)	235
Annex R (informative) CALTS requirements (subclause 5.13)	239
Annex S (informative) Test antenna considerations (subclause 5.13)	245
Annex T (informative) Antenna and site attenuation theory (subclause 5.13)	253
Annex U (informative) Application of a fixed length dipole ($30 \text{ MHz} \leq f \leq 80 \text{ MHz}$) (subclause 5.13)	273
Annex V (informative) Pascal Program used in T.1.3 (subclause 5.13)	275
Annex W (informative) Checklist validation procedure (subclause 5.13)	283
Figures 1 à T3	287 to 407

COMMISSION ÉLECTROTECHNIQUE INTERNATIONALE
COMITÉ INTERNATIONAL SPÉCIAL DES PERTURBATIONS RADIOÉLECTRIQUES

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

**Partie 1: Appareils de mesure des perturbations radioélectriques
et de l'immunité aux perturbations radioélectriques**

AVANT-PROPOS

- 1) Les décisions ou accords officiels du CISPR en ce qui concerne les questions techniques, préparées par des sous-comités où sont représentés tous les Comités nationaux et les autres organisations membres du CISPR s'intéressant à ces questions, expriment dans la plus grande mesure possible un accord international sur les sujets examinés.
- 2) Ces décisions constituent des recommandations internationales et sont agréées comme telles par les Comités nationaux et les autres organisations membres du CISPR.
- 3) Dans le but d'encourager l'unification internationale, le CISPR exprime le vœu que tous les Comités nationaux adoptent dans leurs règles nationales le texte des recommandations du CISPR, dans la mesure où les conditions nationales le permettent. Toute divergence entre les recommandations du CISPR et la règle nationale correspondante doit, dans la mesure du possible, être indiquée en termes clairs dans cette dernière.

La présente publication a été établie par le sous-comité A du CISPR: Mesures des perturbations radioélectriques et méthodes statistiques.

Cette deuxième édition annule et remplace la première édition parue en 1993, l'amendement 1 (1997) ainsi que l'édition consolidée 1:1 (1998). Cette deuxième édition constitue une révision technique.

Le texte de cette publication est issu de la première édition, de l'amendement 1 et des documents suivants: CISPR/A/244/FDIS et CISPR/A/254/RVD.

Il est prévu de modifier cette publication du CISPR ultérieurement, selon l'expérience acquise au cours de son application.

Les annexes A, B, C, D, E, F, G, H, O, P et Q font partie intégrante de cette publication du CISPR.

Les annexes I, J, K, L, M, N, R, S, T, U, V et W sont données uniquement à titre d'information.

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION
INTERNATIONAL SPECIAL COMMITTEE ON RADIO INTERFERENCE

**SPECIFICATION FOR RADIO DISTURBANCE AND IMMUNITY
MEASURING APPARATUS AND METHODS –**

Part 1: Radio disturbance and immunity measuring apparatus

FOREWORD

- 1) The formal decisions or agreements of the CISPR on technical matters, prepared by subcommittees on which all the National Committees and other Member Organizations of the CISPR having a special interest therein are represented, express, as nearly as possible, an international consensus on the subjects dealt with.
- 2) They have the form of recommendations for international use and they are accepted by the National Committees and other Member Organizations of the CISPR in that sense.
- 3) In order to promote international unification, the CISPR expresses the wish that all National Committees should adopt the text of the CISPR recommendations for their national rules in so far as national conditions will permit. Any divergence between the CISPR recommendations and the corresponding national rules should, as far as possible, be clearly indicated in the latter.

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

This second edition cancels and replaces the first edition published in 1993, amendment 1 (1997) as well as consolidated edition 1.1 (1998). This second edition constitutes a technical revision.

The text of this publication is based on the first edition, amendment 1 and the following documents: CISPR/A/244/FDIS and CISPR/A/254/RVD.

This CISPR publication is expected to be amended in the future, as dictated by experience gained from its use.

Annexes A, B, C, D, E, F, G, H, O, P and Q form an integral part of this CISPR publication.

Annexes I, J, K, L, M, N, R, S, T, U, V and W are for information only.

TABLEAU RÉCAPITULATIF DES RÉFÉRENCES CROISÉES

PREMIÈRE ÉDITION
Articles, paragraphes, annexes

DEUXIÈME ÉDITION
Articles, paragraphes, annexes

1	supprimé
1.1	1
1.2	2
1.3	3
Section 1	4
2	4.1
2.1	4.1.1
2.2	4.1.2
2.3	4.1.3
2.4	4.1.4
2.5	4.1.5
2.6	4.1.6
2.7	4.1.7
2.8	4.1.8
2.9	4.1.9
3	4.2
3.1	4.2.1
3.2	4.2.2
3.3	4.2.3
3.4	4.2.4
3.5	4.2.5
3.6	4.2.6
4	4.3
4.1	4.3.1
4.2	4.3.2
4.3	4.3.3
4.4	4.3.4
4.5	4.3.5
4.6	4.3.6
5	4.4
5.1	4.4.1
5.2	4.4.2
5.3	4.4.3
5.4	4.4.4
5.5	4.4.5
5.6	4.4.6
6	4.5
6.1	4.5.1
6.2	4.5.2
7	4.6
7.1	4.6.1
7.2	4.6.2
7.3	4.6.3
7.4	4.6.4
7.5	4.6.5
8	supprimé
9	supprimé
10	supprimé
Section 2	5
11	5.1
11.1	5.1.1
11.2	5.1.2
11.3	5.1.3
11.4	5.1.4

TABLE RECAPITULATING CROSS-REFERENCES

FIRST EDITION

Clause, subclause, annex

SECOND EDITION

Clause, subclause, annex

1	deleted
1.1	1
1.2	2
1.3	3
Section 1	4
2	4.1
2.1	4.1.1
2.2	4.1.2
2.3	4.1.3
2.4	4.1.4
2.5	4.1.5
2.6	4.1.6
2.7	4.1.7
2.8	4.1.8
2.9	4.1.9
3	4.2
3.1	4.2.1
3.2	4.2.2
3.3	4.2.3
3.4	4.2.4
3.5	4.2.5
3.6	4.2.6
4	4.3
4.1	4.3.1
4.2	4.3.2
4.3	4.3.3
4.4	4.3.4
4.5	4.3.5
4.6	4.3.6
5	4.4
5.1	4.4.1
5.2	4.4.2
5.3	4.4.3
5.4	4.4.4
5.5	4.4.5
5.6	4.4.6
6	4.5
6.1	4.5.1
6.2	4.5.2
7	4.6
7.1	4.6.1
7.2	4.6.2
7.3	4.6.3
7.4	4.6.4
7.5	4.6.5
8	deleted
9	deleted
10	deleted
Section 2	5
11	5.1
11.1	5.1.1
11.2	5.1.2
11.3	5.1.3
11.4	5.1.4

PREMIÈRE ÉDITION

Articles, paragraphes, annexes

11.5
11.6
11.7
11.8
11.9
11.10
12
12.1
12.2
13
13.1
13.2
13.3
14
14.1
14.2
15
15.1
15.2
15.3
15.4
15.5
15.6
15.7
16
16.1
16.2
16.3
16.4
16.5
16.6
16.7
17
17.1
18
18.1
19
20
20.1
21
21.1
21.2
21.3
22
22.1
22.2
22.3
23
23.1
23.2
23.3
23.4
23.5
23.6
23.7

DEUXIÈME ÉDITION

Articles, paragraphes, annexes

5.1.5
5.1.6
5.1.7
5.1.8
5.1.9
5.1.10
5.2
5.2.1
5.2.2
5.3
5.3.1
5.3.2
5.3.3
5.4
5.4.1
5.4.2
5.5
5.5.1
5.5.2
5.5.3
5.5.4
5.5.5
5.5.6
5.5.7
5.6
5.6.1
5.6.2
5.6.3
5.6.4
5.6.5
5.6.6
5.6.7
5.7
5.7.1
5.8
5.8.1
5.9
5.10
5.10.1
5.11
5.11.1
5.11.2
5.11.3
5.12
5.12.1
5.12.2
5.12.3
5.13
5.13.1
5.13.2
5.13.3
5.13.4
5.13.5
5.13.6
5.13.7

FIRST EDITION

Clause, subclause, annex

SECOND EDITION

Clause, subclause, annex

11.5	5.1.5
11.6	5.1.6
11.7	5.1.7
11.8	5.1.8
11.9	5.1.9
11.10	5.1.10
12	5.2
12.1	5.2.1
12.2	5.2.2
13	5.3
13.1	5.3.1
13.2	5.3.2
13.3	5.3.3
14	5.4
14.1	5.4.1
14.2	5.4.2
15	5.5
15.1	5.5.1
15.2	5.5.2
15.3	5.5.3
15.4	5.5.4
15.5	5.5.5
15.6	5.5.6
15.7	5.5.7
16	5.6
16.1	5.6.1
16.2	5.6.2
16.3	5.6.3
16.4	5.6.4
16.5	5.6.5
16.6	5.6.6
16.7	5.6.7
17	5.7
17.1	5.7.1
18	5.8
18.1	5.8.1
19	5.9
20	5.10
20.1	5.10.1
21	5.11
21.1	5.11.1
21.2	5.11.2
21.3	5.11.3
22	5.12
22.1	5.12.1
22.2	5.12.2
22.3	5.12.3
23	5.13
23.1	5.13.1
23.2	5.13.2
23.3	5.13.3
23.4	5.13.4
23.5	5.13.5
23.6	5.13.6
23.7	5.13.7

Annexes (première édition)

A
B
C
D
E
F
G
H
J
K
L
M
N
P
Q
R
S
T
U
V
W
X
Y

Annexes (deuxième édition)

A
B
C
D
E
F
G
H
I
J
K
L
M
N
O
P
Q
R
S
T
U
V
W

IECNORM.COM Click to view the full PDF of CISPR 16-1:1999

Annexes (first edition)

A
B
C
D
E
F
G
H
J
K
L
M
N
P
Q
R
S
T
U
V
W
X
Y

Annexes (second edition)

A
B
C
D
E
F
G
H
I
J
K
L
M
N
O
P
Q
R
S
T
U
V
W

IECNORM.COM Click to view the full PDF of CISPR 16-1:1999

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

Partie 1: Appareils de mesure des perturbations radioélectriques et de l'immunité aux perturbations radioélectriques

1 Domaine d'application

La présente partie du CISPR 16 est une norme fondamentale qui spécifie les caractéristiques et les performances des appareils de mesure de tensions, courants et champs radioélectriques perturbateurs dans la gamme de fréquences de 9 kHz à 18 GHz. Les exigences applicables aux appareils spécialisés de mesure de perturbations non continues sont également spécifiées. Les exigences comprennent la mesure des perturbations radioélectriques à large bande et à bande étroite.

Les récepteurs traités comprennent les types suivants:

- a) récepteur de mesure de quasi-crête,
- b) récepteur de mesure de crête,
- c) récepteur de mesure de valeur moyenne,
- d) récepteur de mesure quadratique.

Cette partie contient également les spécifications des analyseurs de spectre, des récepteurs à balayage, des voltmètres basse fréquence et des matériels suivants: réseaux fictifs, sondes de courant et de tension, pince absorbante, antenne et emplacement d'essai, boîtiers de couplage pour injection de courant sur les câbles, cellules TEM, et chambre réverbérante.

Les exigences de cette publication doivent être satisfaites à toutes les fréquences et à tous niveaux de tension, courant, puissance ou champ radioélectrique, dans les limites de la plage de lecture des appareils de mesure du CISPR.

Les méthodes de mesure sont traitées dans la partie 2, et des informations supplémentaires sur les perturbations radioélectriques sont données dans la partie 3 du CISPR 16.

2 Références normatives

Les documents normatifs suivants contiennent des dispositions qui, par suite de la référence qui y est faite, constituent des dispositions valables pour la présente partie du CISPR 16. Pour les références datées, les amendements ultérieurs ou les révisions de ces publications ne s'appliquent pas. Toutefois, les parties pertinentes aux accords fondés sur la présente partie du CISPR 16 sont invitées à rechercher la possibilité d'appliquer les éditions les plus récentes des documents normatifs indiqués ci-après. Pour les références non datées, la dernière édition du document normatif en référence s'applique. Les membres de la CEI et de l'ISO possèdent le registre des Normes internationales en vigueur.

CISPR 16-2:1996, *Spécifications pour les appareils et méthodes de mesure des perturbations radioélectriques et de l'immunité – Partie 2: Méthodes de mesure des perturbations et de l'immunité*

CISPR 16-3, *Spécifications des méthodes et des appareils de mesure des perturbations radio-électriques et de l'immunité aux perturbations radioélectriques – Partie 3 (à l'étude)*

SPECIFICATION FOR RADIO DISTURBANCE AND IMMUNITY MEASURING APPARATUS AND METHODS –

Part 1: Radio disturbance and immunity measuring apparatus

1 Scope

This part of CISPR 16 is designated a basic standard, which specifies the characteristics and performance of equipment for the measurement of radio disturbance voltages, currents and fields in the frequency range 9 kHz to 18 GHz. In addition, requirements are specified for specialized equipment for discontinuous disturbance measurements. The requirements include the measurement of broadband and narrowband types of radio disturbance.

The receiver types covered include the following:

- a) the quasi-peak measuring receiver,
- b) the peak measuring receiver,
- c) the average measuring receiver,
- d) the r.m.s. measuring receiver.

In addition there are specifications for spectrum analyzers, scanning receivers and audio-frequency voltmeters. Specifications for ancillary apparatus are included for: artificial mains networks, current and voltage probes, absorbing clamp, antenna and test site, coupling units for current injection on cables, TEM cells, and reverberating chamber.

The requirements of this publication shall be complied with at all frequencies and for all levels of radio disturbance voltages, currents, power or field strengths within the CISPR indicating range of the measuring equipment.

Methods of measurement are covered in Part 2, and further information on radio disturbance is given in Part 3 of CISPR 16.

2 Normative references

The following normative documents contain provisions which, through reference in this text, constitute provisions of this part of CISPR 16. At the time of publication, the editions indicated were valid. All normative documents are subject to revision, and parties to agreements based on this part of CISPR 16 are encouraged to investigate the possibility of applying the most recent editions of the normative documents indicated below. Members of IEC and ISO maintain registers of currently valid International Standards.

CISPR 16-2:1996, *Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods – Part 2: Methods of measurement of immunity and disturbance*

CISPR 16-3: *Specification for radio disturbance and Immunity measuring apparatus and methods – Part 3* (under consideration)

CEI 60050(161):1990, *Vocabulaire Electrotechnique International (VEI) – Chapitre 161: Compatibilité électromagnétique*

CEI 60315-3:1989, *Méthodes de mesure applicables aux récepteurs radioélectriques pour diverses classes d'émission – Troisième partie: Récepteurs pour émissions de radiodiffusion à modulation d'amplitude*

CEI 60315-4:1982, *Méthodes de mesure applicables aux récepteurs radioélectriques pour diverses classes d'émission – Quatrième partie: Mesures aux fréquences radioélectriques sur les récepteurs pour émissions en modulation de fréquence*

CCIR 468-4:1990, *Mesure de niveau de tension des bruits audiofréquence en radiodiffusion sonore*

Recommandation du CCITT. 53 du Volume V du *Livre Bleu* (1989) – *Psophomètres (appareils pour la mesure objective des bruits de circuits)*

Vocabulaire international des termes fondamentaux et généraux en métrologie, Organisation Internationale de Normalisation, Genève, seconde édition, 1993

3 Définitions

Pour les besoins de la présente partie du CISPR 16, les définitions suivantes sont applicables. Voir également les définitions de la CEI 60050(161).

3.1

bande passante (B_n)

largeur de la courbe de sélectivité globale du récepteur entre deux points situés à un niveau déterminé en dessous de la réponse en milieu de bande. La bande passante est représentée par le symbole B_n , où n est le niveau exprimé en décibels

3.2

bande passante en impulsion (B_{imp})

$$B_{imp} = A(t)_{max} / (2 G_0 \times IS)$$

où

$A(t)_{max}$ est la crête de l'enveloppe à la sortie en fréquence intermédiaire du récepteur lorsqu'une impulsion d'aire IS est appliquée à l'entrée du récepteur;

G_0 est le gain du circuit à la fréquence centrale.

En particulier, pour deux transformateurs accordés à couplage critique,

$$B_{imp} = 1,05 \times B_6 = 1,31 \times B_3$$

où

B_6 et B_3 sont respectivement les largeurs de bandes à –6 dB et –3 dB (voir article A.2 pour plus de renseignements).

3.3

aire de l'impulsion (IS)

c'est l'aire englobée par la tension en fonction du temps d'une impulsion, définie par l'intégrale:

$$IS = \int_{-\infty}^{+\infty} V(t) dt \quad (IS \text{ est exprimée en } \mu\text{Vs ou dB}(\mu\text{Vs}))$$

NOTE La densité spectrale (D) est liée à l'aire de l'impulsion. Elle est exprimée en $\mu\text{V}/\text{MHz}$ ou $\text{dB}(\mu\text{V}/\text{MHz})$. Pour des impulsions rectangulaires de largeur T , aux fréquences $f \ll 1/T$, la relation $D(\mu\text{V}/\text{MHz}) = 2 \times 10^6 IS(\mu\text{Vs})$ s'applique.

IEC 60050(161):1990, *International Electrotechnical Vocabulary (IEV) – Chapter 161: Electromagnetic compatibility*

IEC 60315-3:1989, *Methods of measurement on radio receivers for various classes of emissions – Part 3: Receivers for amplitude-modulated sound-broadcasting emissions*

IEC 60315-4:1982, *Methods of measurement on radio receivers for various classes of emissions – Part 4: Radio-frequency measurements on receivers for frequency modulated sound-broadcasting emissions*

CCIR 468-4:1990, *Measurement of audio-frequency noise voltage level in sound broadcasting*

CCITT Recommendation P. 53 of *Blue Book* (1989), Volume V – *Psophometers (apparatus for the objective measurement of circuit noise)*

International Vocabulary of Basic and General Terms in Metrology, International Organization for Standardization, Geneva, 2nd edition, 1993

3 Definitions

For the purpose of this part of CISPR 16, the following definitions apply. Also see IEC 60050(161).

3.1

bandwidth (B_n)

the width of the overall selectivity curve of the receiver between two points at a stated attenuation, below the midband response. The bandwidth is represented by the symbol B_n , where n is the stated attenuation in decibels.

3.2

impulse bandwidth (B_{imp})

$$B_{\text{imp}} = A(t)_{\text{max}} / (2 G_0 \times IS)$$

where

$A(t)_{\text{max}}$ is the peak of the envelope at the IF output of the receiver with an impulse area IS applied at the receiver input;

G_0 is the gain of the circuit at the centre frequency.

Specifically for two critically-coupled tuned transformers,

$$B_{\text{imp}} = 1,05 \times B_6 = 1,31 \times B_3$$

where

B_6 and B_3 are respectively the bandwidths at the –6 dB and –3 dB points (see clause A.2 in annex A for further information).

3.3

impulse area (IS)

the impulse area (sometimes called impulse strength, IS) is the voltage-time area of a pulse defined by the integral:

$$IS = \int_{-\infty}^{+\infty} V(t) dt \quad (\text{expressed in } \mu\text{Vs or dB}(\mu\text{Vs}))$$

NOTE Spectral density (D) is related to impulse area and expressed in $\mu\text{V/MHz}$ or $\text{dB}(\mu\text{V/MHz})$. For rectangular impulses of pulse duration T at frequencies $f \ll 1/T$, the relationship $D (\mu\text{V/MHz}) = 2 \times 10^6 IS (\mu\text{Vs})$ applies.

3.4

constante de temps à la charge électrique (T_C)

temps nécessaire, après l'application instantanée d'une tension sinusoïdale constante à l'étage précédant immédiatement l'entrée du détecteur, pour que la tension de sortie du détecteur atteigne 63 % de sa valeur finale

NOTE Cette constante de temps est déterminée de la façon suivante: un signal sinusoïdal, d'amplitude constante et de fréquence égale à la fréquence centrale de l'amplificateur à fréquence intermédiaire, est appliqué à l'entrée de l'étage précédant immédiatement le détecteur. On note l'indication D d'un instrument sans inertie (par exemple, un oscilloscope) branché à une borne du circuit amplificateur à courant continu de façon à ne pas affecter le comportement du détecteur. Le niveau du signal est choisi de telle façon que la réponse des étages concernés reste dans la plage de fonctionnement linéaire. On applique ensuite un train de signaux sinusoïdaux de même amplitude, dont l'enveloppe est rectangulaire et dont la durée est telle que l'indication correspondante soit de 0,63D. La durée de ce signal est égale au temps de charge du détecteur.

3.5

constante de temps à la décharge électrique (T_D)

temps nécessaire, après la coupure instantanée d'une tension sinusoïdale constante appliquée à l'étage précédant immédiatement l'entrée du détecteur, pour que l'indication à la sortie du détecteur tombe à 37 % de sa valeur initiale.

NOTE La méthode de mesure est analogue à celle de la constante de temps à la charge, mais au lieu d'appliquer un signal pendant une durée limitée, le signal est interrompu pendant une durée définie. Le temps nécessaire pour que la déviation tombe à 0,37D est la constante de temps à la décharge de l'appareil de mesure.

3.6

constante de temps mécanique (T_M) d'un instrument de mesure réglé à l'amortissement critique

$$T_M = T_L / 2\pi$$

où T_L est la période d'oscillation libre de l'instrument en l'absence d'amortissement.

NOTE 1 Pour un instrument réglé à l'amortissement critique, l'équation de mouvement du système peut être écrite de la façon suivante:

$$T_M^2 (d^2\alpha / dt^2) + 2T_M (d\alpha / dt) + \alpha = ki$$

où

- α est la déviation;
- i est le courant traversant l'instrument;
- k est une constante.

On peut déduire de cette relation que cette constante de temps est aussi égale à la durée de l'impulsion rectangulaire (d'amplitude constante) qui produit une déviation égale à 35 % de la déviation stabilisée produite par un courant continu de même amplitude que celle de l'impulsion rectangulaire.

NOTE 2 Les méthodes de mesure et de réglage sont déduites de l'une des méthodes suivantes:

- a) La période d'oscillation libre ayant été réglée à $2\pi T_M$, on ajoute l'amortissement de façon à ce que $\alpha T = 0,35 \alpha_{\max}$.
- b) Lorsque la période de l'oscillation ne peut pas être mesurée, l'amortissement est réglé de façon à être juste en dessous de la valeur critique, afin que le dépassement ne soit pas supérieur à 5 % et que le moment d'inertie du mouvement soit tel que $\alpha T = 0,35 \alpha_{\max}$.

3.7

réserve de linéarité

rapport du niveau correspondant à la plage de fonctionnement linéaire pratique d'un circuit (ou d'un groupe de circuits) et du niveau correspondant à la déviation pleine échelle de l'instrument de mesure

Le niveau maximal pour lequel la réponse stabilisée d'un circuit (ou d'un groupe de circuits) ne s'écarte pas de plus de 1 dB de la linéarité idéale définit la plage de fonctionnement linéaire pratique du circuit (ou du groupe de circuits).

3.4

electrical charge time constant (T_C)

the time needed after the instantaneous application of a constant sine-wave voltage to the stage immediately preceding the input of the detector for the output voltage of the detector to reach 63 % of its final value

NOTE This time constant is determined as follows: A sine-wave signal of constant amplitude and having a frequency equal to the mid-band frequency of the i.f. amplifier is applied to the input of the stage immediately preceding the detector. The indication, D , of an instrument having no inertia (e.g., a cathode-ray oscilloscope) connected to a terminal in the d.c. amplifier circuit so as not to affect the behaviour of the detector, is noted. The level of the signal is chosen such that the response of the stages concerned remains within the linear operating range. A sine-wave signal of this level, applied for a limited time only and having a wave train of rectangular envelope is gated such that the deflection registered is $0,63D$. The duration of this signal is equal to the charge time of the detector.

3.5

electrical discharge time constant (T_D)

the time needed after the instantaneous removal of a constant sine-wave voltage applied to the stage immediately preceding the input of the detector for the output of the detector to fall to 37 % of its initial value

NOTE The method of measurement is analogous to that for the charge time constant, but instead of a signal being applied for a limited time, the signal is interrupted for a definite time. The time taken for the deflection to fall to $0,37D$ is the discharge time constant of the detector.

3.6

mechanical time constant (T_M) of a critically damped indicating instrument

$$T_M = T_L / 2\pi$$

where

T_L is the period of free oscillation of the instrument with all damping removed.

NOTE 1 For a critically damped instrument, the equation of motion of the system may be written as:

$$T_M^2 (d^2\alpha / dt^2) + 2T_M (d\alpha / dt) + \alpha = ki$$

where

α is the deflection;

i is the current through the instrument;

k is a constant.

It can be deduced from this relation that this time constant is also equal to the duration of a rectangular pulse (of constant amplitude) that produces a deflection equal to 35 % of the steady deflection produced by a continuous current having the same amplitude as that of the rectangular pulse.

NOTE 2 The methods of measurement and adjustment are deduced from one of the following:

- The period of free oscillation having been adjusted to $2\pi T_M$, damping is added so that $\alpha T = 0,35\alpha_{\max}$.
- When the period of oscillation cannot be measured, the damping is adjusted to be just below critical such that the overshoot is not greater than 5 % and the moment of inertia of the movement is such that $\alpha T = 0,35\alpha_{\max}$.

3.7

overload factor

the ratio of the level that corresponds to the range of practical linear function of a circuit (or a group of circuits) to the level that corresponds to full-scale deflection of the indicating instrument

The maximum level at which the steady-state response of a circuit (or group of circuits) does not depart by more than 1 dB from ideal linearity defines the range of practical linear function of the circuit (or group of circuits).

3.8

tension symétrique

dans un circuit bifilaire, tel qu'une alimentation monophasée, la tension symétrique est la tension de perturbation radioélectrique apparaissant entre les deux fils. Cette tension est quelquefois appelée tension de mode différentiel. Si V_a est la tension vectorielle entre une des bornes d'alimentation et la terre et V_b la tension vectorielle entre l'autre borne d'alimentation et la terre, la tension symétrique est la différence vectorielle ($V_a - V_b$).

3.9

tension asymétrique

la tension asymétrique est la tension de perturbation radioélectrique apparaissant entre le point milieu électrique des bornes d'alimentation et la terre. Cette tension est quelquefois appelée tension de mode commun. Elle est égale à la moitié de la somme vectorielle de V_a et V_b , c'est-à-dire, $(V_a + V_b)/2$

3.10

tension non symétrique

amplitude de la tension vectorielle, V_a ou V_b définie en 3.8 et 3.9. C'est la tension mesurée en utilisant un réseau fictif en V

3.11

plage de lecture du CISPR

plage spécifiée par le fabricant, donnant les indications maximale et minimale de l'appareil de mesure, dans laquelle le récepteur satisfait aux exigences de la présente partie du CISPR 16

3.12

emplacement d'essai pour l'étalonnage (CALTS)

emplacement d'essai en champ libre avec un plan de sol métallique et un affaiblissement d'emplacement en polarisation horizontale et verticale du champ électrique très précisément spécifié.

Un CALTS est utilisé pour déterminer le facteur d'antenne en espace libre d'une antenne.

Les mesures d'affaiblissement d'emplacement d'un CALTS sont utilisées pour la comparaison avec les mesures correspondantes d'affaiblissement d'emplacement d'un emplacement d'essai de conformité, afin d'évaluer les performances de l'emplacement d'essai de conformité

3.13

emplacement d'essai de conformité (COMTS)

environnement qui garantit des résultats de mesure valides et répétables des perturbations en champ électrique produites par des appareils en essai afin d'évaluer leur conformité à des limites

3.14

antenne

partie d'un système d'émission ou de réception qui est conçue pour rayonner ou pour recevoir des ondes électromagnétiques d'une façon déterminée

NOTE 1 Dans le contexte de cette norme, le symétriseur fait partie de l'antenne.

NOTE 2 Voir également le terme «antenne filaire».

3.15

symétriseur

réseau électrique passif permettant la transition entre une ligne de transmission ou un dispositif symétrique et une ligne de transmission ou un dispositif non symétrique, ou le contraire

3.8

symmetric voltage

in a two-wire circuit, such as a single-phase mains supply, the symmetric voltage is the radio-frequency disturbance voltage appearing between the two wires. This is sometimes called the differential mode voltage. If V_a is the vector voltage between one of the mains terminals and earth and V_b is the vector voltage between the other mains terminal and earth, the symmetric voltage is the vector difference ($V_a - V_b$)

3.9

asymmetric voltage

the asymmetric voltage is the radio-frequency disturbance voltage appearing between the electrical mid-point of the mains terminals and earth. It is sometimes called the common mode voltage and is half the vector sum of V_a and V_b , i.e., $(V_a + V_b)/2$

3.10

unsymmetric voltage

the amplitude of the vector voltage, V_a or V_b defined in 3.8 and 3.9. This is the voltage measured by the use of an artificial mains V-network

3.11

CISPR indicating range

it is the range specified by the manufacturer which gives the maximum and the minimum meter indications within which the receiver meets the requirements of this part of CISPR 16

3.12

calibration test site (CALTS)

open area test site with metallic ground plane and tightly specified site attenuation performance in horizontal and vertical electric field polarization.

A CALTS is used for determining the free-space antenna factor of an antenna.

Site attenuation measurements of a CALTS are used for comparison to corresponding site attenuation measurements of a compliance test site, in order to evaluate the performance of the compliance test site

3.13

compliance test site (COMTS)

environment which assures valid, repeatable measurement results of disturbance field strength from equipment under test for comparison to a compliance limit

3.14

antenna

that part of a transmitting or receiving system that is designed to radiate or to receive electromagnetic waves in a specified way

NOTE 1 In the context of this standard, the balun is a part of the antenna.

NOTE 2 See also the term "wire antenna".

3.15

balun

passive electrical network for the transformation from a balanced to an unbalanced transmission line or device or vice versa

3.16

doublé résonnant en espace libre

antenne filaire constituée de deux conducteurs droits et colinéaires de même longueur, placés bout à bout, séparés par un petit espacement, chacun des conducteurs ayant une longueur d'environ un quart de longueur d'onde de telle sorte qu'à la fréquence spécifiée, l'impédance d'entrée de l'antenne filaire mesurée de part et d'autre de l'espacement soit un réel pur quand le doublet est situé en espace libre

NOTE 1 Dans le contexte de cette norme, cette antenne filaire connectée au symétriseur spécifié est aussi appelée «antenne d'essai».

NOTE 2 Cette antenne filaire est aussi nommée «doublet accordé».

3.17

affaiblissement de l'emplacement

affaiblissement entre deux positions spécifiées sur un emplacement d'essai, correspondant à l'affaiblissement d'insertion déterminé par une mesure entre deux accès, lorsqu'une connexion électrique directe entre la sortie du générateur et l'entrée du récepteur est remplacée par des antennes d'émission et de réception placées aux positions spécifiées

3.18

antenne d'essai

combinaison du doublet résonnant en espace libre et du symétriseur spécifié

NOTE Dans le cadre de cette norme seulement.

3.19

antenne filaire

structure spécifiée constituée d'un ou plusieurs fils ou tringles métalliques destinée à émettre ou recevoir des ondes électromagnétiques

NOTE Une antenne filaire ne contient pas de symétriseur.

4 Appareils de mesure

4.1 Récepteurs de mesure de quasi-crête pour la gamme de fréquences de 9 kHz à 1 000 MHz

Les spécifications du récepteur dépendent de la fréquence d'utilisation. Il existe une spécification de récepteur couvrant la gamme de fréquences de 9 kHz à 150 kHz (bande A), une couvrant la gamme de 150 kHz à 30 MHz (bande B), une couvrant la gamme de 30 MHz à 300 MHz (bande C), et une couvrant la gamme de 300 MHz à 1 000 MHz (bande D).

4.1.1 Impédance d'entrée

Le circuit d'entrée des récepteurs de mesure doit être asymétrique. Lorsque les réglages des commandes du récepteur sont dans la plage de lecture du CISPR, l'impédance d'entrée nominale doit être de 50 Ω avec un ROS inférieur ou égal à 2,0 lorsque l'affaiblissement RF est nul et 1,2 lorsque l'affaiblissement RF est de 10 dB ou plus.

Impédance d'entrée symétrique dans la gamme de fréquences de 9 kHz à 30 MHz: Pour permettre des mesures symétriques, on utilise un transformateur d'entrée symétrique. L'impédance d'entrée préférentielle est de 600 Ω dans la gamme de 9 kHz à 150 kHz. Cette impédance d'entrée symétrique peut être incorporée soit dans le réseau fictif symétrique nécessaire au couplage avec le récepteur, soit dans le récepteur de mesure.

4.1.2 Caractéristiques fondamentales

Les réponses aux impulsions, telles que spécifiées en 4.1.4, sont calculées sur la base de récepteurs de mesure ayant les caractéristiques fondamentales données au tableau 1.

3.16**free-space-resonant dipole**

wire antenna consisting of two straight colinear conductors of equal length, placed end to end, separated by a small gap, with each conductor approximately a quarter-wavelength long such that at the specified frequency the input impedance of the wire antenna measured across the gap is pure real when the dipole is located in the free space

NOTE 1 In the context of this standard, this wire antenna connected to the balun is also called the "test antenna".

NOTE 2 This wire antenna is also referred to as "tuned dipole".

3.17**site attenuation**

site attenuation between two specified positions on a test site is the insertion loss determined by a two-port measurement, when a direct electrical connection between the generator output and receiver input is replaced by transmitting and receiving antennae placed at the specified positions

3.18**test antenna**

combination of the free-space-resonant dipole and the specified balun

NOTE For the purpose of this standard only.

3.19**wire antenna**

a specified structure consisting of one or more metallic wires or rods for radiating or receiving electromagnetic waves

NOTE A wire antenna does not contain a balun.

4 Measuring apparatus**4.1 Quasi-peak measuring receivers for the frequency range 9 kHz to 1 000 MHz**

The receiver specification depends on the frequency of operation. There is one receiver specification covering the frequency range 9 kHz to 150 kHz (band A), one covering 150 kHz to 30 MHz (band B), one covering 30 MHz to 300 MHz (band C), and one covering 300 MHz to 1 000 MHz (band D).

4.1.1 Input impedance

The input circuit of measuring receivers shall be unbalanced. For receiver control settings within the CISPR indicating range, the input impedance shall be nominally 50 Ω with a v.s.w.r. not to exceed 2,0 to 1 when the RF attenuation is 0 and 1,2 to 1 when the RF attenuation is 10 dB or greater.

Symmetric input impedance in the frequency range 9 kHz to 30 MHz: to permit symmetrical measurements a balanced input transformer is used. The preferred input impedance for the frequency range 9 kHz to 150 kHz is 600 Ω . This symmetric input impedance may be incorporated either in the relevant symmetrical artificial network necessary to couple to the receiver or optionally in the measuring receiver.

4.1.2 Fundamental characteristics

The responses to pulses as specified in 4.1.4 are calculated on the basis of the measuring receivers having the following fundamental characteristics.

Tableau 1 – Caractéristiques fondamentales des récepteurs de quasi-crête

Caractéristiques	Bande de fréquences		
	Bande A de 9 kHz à 150 kHz	Bande B de 0,15 MHz à 30 MHz	Bandes C et D de 30 MHz à 1 000 MHz
Bande passante aux points –6 dB, B_6 en kHz	0,22	9	120
Constante de temps à la charge électrique du détecteur, en ms	45	1	1
Constante de temps à la décharge électrique du détecteur, en ms	500	160	550
Constante de temps mécanique de l'instrument de mesure réglé à l'amortissement critique, en ms	160	160	100
Réserve de linéarité des circuits précédant le détecteur, en dB	24	30	43,5
Réserve de linéarité de l'amplificateur à courant continu entre le détecteur et l'appareil de mesure, en dB	6	12	6
NOTE 1 La définition de la constante de temps mécanique (voir 3.6) part du principe que l'appareil de mesure est linéaire, c'est-à-dire, que des incréments de courant égaux produisent des incréments de déviation égaux. Un appareil de mesure ayant une relation courant/déviation différente peut être utilisé à condition que l'instrument satisfasse aux exigences du présent paragraphe. Dans un appareil de mesure électronique, la constante de temps mécanique peut être simulée par un circuit. NOTE 2 Aucune tolérance n'est donnée pour les constantes de temps électrique et mécanique. Les valeurs réelles utilisées dans un récepteur particulier sont déterminées à la conception, afin de satisfaire aux exigences de 4.1.4.			

4.1.3 Précision en tension sinusoïdale

La précision des mesures en tension sinusoïdale doit être meilleure que ± 2 dB lorsque l'on utilise un signal d'entrée sinusoïdal avec une impédance de source résistive de 50 Ω .

4.1.4 Réponses aux impulsions

NOTE Les annexes B et C décrivent les méthodes de détermination des caractéristiques de sortie d'un générateur d'impulsions destiné à être utilisé pour le contrôle des exigences du présent paragraphe.

4.1.4.1 Réponse en amplitude (étalonnage absolu)

La réponse du récepteur de mesure à des impulsions ayant une aire en circuit ouvert a) $\mu V s$ (microvolt-seconde) f.é.m. sous une impédance de source de 50 Ω , ayant un spectre uniforme jusqu'à au moins b) MHz, répétées à une fréquence de c) Hz doit être, à toutes les fréquences d'accord, égale à la réponse à un signal sinusoïdal non modulé, à la fréquence d'accord et ayant une f.é.m. de 2 mV en valeur efficace (66 dB(μV)). Les impédances de source du générateur d'impulsions et du générateur de signaux doivent être identiques. Une tolérance de $\pm 1,5$ dB est autorisée sur le niveau de la tension sinusoïdale.

NOTE Une aire d'impulsion moins élevée peut être utilisée avec une amplitude proportionnellement plus basse pour un signal sinusoïdal d'entrée non modulé, à condition qu'un rapport signal à bruit suffisant soit maintenu.

Table 1 – Fundamental characteristics of quasi-peak receivers

Characteristics	Frequency band		
	Band A 9 kHz to 150 kHz	Band B 0,15 MHz to 30 MHz	Bands C and D 30 MHz to 1 000 MHz
Bandwidth at the –6 dB points, B_6 in kHz	0,22	9	120
Detector electrical charge time constant, in ms	45	1	1
Detector electrical discharge time constant, in ms	500	160	550
Mechanical time constant of critically damped indicating instrument, in ms	160	160	100
Overload factor of circuits preceding the detector, in dB	24	30	43,5
Overload factor of the d.c. amplifier between detector and indicating instrument, in dB	6	12	6
NOTE 1 The definition of mechanical time constant (see 3.6) assumes that the indicating instrument is linear, i.e., equal increments of current produce equal increments of deflection. An indicating instrument having a different relation between current and deflection may be used provided that the instrument satisfies the requirements of this subclause. In an electronic instrument, the mechanical time-constant may be simulated by a circuit. NOTE 2 No tolerance is given for the electrical and mechanical time constants. The actual values used in a specific receiver will be determined by the design to meet the requirements in 4.1.4			

4.1.3 Sine-wave voltage accuracy

The accuracy of measurement of sine-wave voltages shall be better than ± 2 dB when supplied with a sine-wave signal at 50 Ω resistance source impedance.

4.1.4 Response to pulses

NOTE Annexes B and C describe methods for determining the output characteristics of a pulse generator for use in testing the requirements of this subclause.

4.1.4.1 Amplitude relationship (absolute calibration)

The response of the measuring receiver to pulses of impulse area of a) μ Vs (microvolt second) e.m.f. at 50 Ω source impedance, having a uniform spectrum up to at least b) MHz, repeated at a frequency of c) Hz shall, for all frequencies of tuning, be equal to the response to an unmodulated sine-wave signal at the tuned frequency having an e.m.f. of r.m.s. value 2 mV (66 dB(μ V)). The source impedances of the pulse generator and the signal generator shall both be the same. A tolerance of $\pm 1,5$ dB shall be permitted on the sine-wave voltage level.

NOTE A lower impulse area may be used together with a proportionally lower amplitude for the unmodulated sinewave input, provided sufficient signal-to-noise ratio is maintained.

Tableau 2 – Caractéristiques des impulsions d'essais pour les récepteurs de mesure de quasi-crête

Gamme de fréquence	a) μVs	b) MHz	c) Hz
9 kHz à 150 kHz	13,5	0,15	25
0,15 MHz à 30 MHz	0,316	30	100
30 MHz à 300 MHz	0,044	300	100
300 MHz à 1 000 MHz	0,044	1 000	100

4.1.4.2 Variations en fonction de la fréquence de répétition (étalonnage relatif)

La réponse du récepteur de mesure à des impulsions répétées doit être telle que pour une indication constante du récepteur de mesure, la relation entre l'amplitude et la fréquence de répétition soit conforme aux figures 1a, 1b ou 1c.

La courbe de réponse d'un récepteur de mesure particulier doit être comprise dans les limites définies dans la figure appropriée et quantifiée au tableau 3.

Tableau 3 – Réponses aux impulsions des récepteurs de quasi-crête

Fréquence de répétition Hz	Niveau relatif équivalent en dB de l'impulsion pour une bande de fréquences données			
	Bande A de 9 kHz à 150 kHz	Bande B de 0,15 MHz à 30 MHz	Bande C de 30 MHz à 300 MHz	Bande D de 300 MHz à 1 000 MHz
1 000	Note 4	$-4,5 \pm 1,0$	$-8,0 \pm 1,0$	$-8,0 \pm 1,0$
100	$-4,0 \pm 1,0$	0 (réf.)	0 (réf.)	0 (réf.)
60	$-0,3 \pm 1,0$	–	–	–
25	0 (réf.)	–	–	–
20	–	$+6,5 \pm 1,0$	$+9,0 \pm 1,0$	$+9,0 \pm 1,0$
10	$+4,0 \pm 1,0$	$+10,0 \pm 1,5$	$+14,0 \pm 1,5$	$+14,0 \pm 1,5$
5	$+7,5 \pm 1,0$	–	–	–
2	$+13,0 \pm 2,0$	$+20,5 \pm 2,0$	$+26,0 \pm 2,0$	$+26,0 \pm 2,0^*$
1	$+17,0 \pm 2,0$	$+22,5 \pm 2,0$	$+28,5 \pm 2,0$	$+28,5 \pm 2,0^*$
Impulsion isolée	$+19,0 \pm 2,0$	$+23,5 \pm 2,0$	$+31,5 \pm 2,0$	$+31,5 \pm 2,0^*$

NOTE 1 L'influence des caractéristiques du récepteur sur sa réponse aux impulsions est traitée à l'annexe D.

NOTE 2 Les relations entre les réponses aux impulsions d'un récepteur de quasi-crête et celles de récepteurs équipés d'autres types de détecteur sont données en 4.2.4, 4.3.4.1 et 4.4.4.1.

NOTE 3 Les courbes de réponse théorique aux impulsions des récepteurs à détecteur de quasi-crête et de valeur moyenne combinées sur une échelle absolue sont données en figure 1d. L'ordonnée de la figure 1d indique l'aire de l'impulsion en circuit ouvert, en dB(μVs) correspondant à une f.é.m. sinusoïdale de valeur efficace 66 dB(μV). Lorsque la largeur de bande de mesure est inférieure à la fréquence de répétition des impulsions, les courbes de la figure 1d sont valables lorsque le récepteur est accordé sur une raie du spectre.

NOTE 4 On ne peut pas spécifier de réponse au-dessus de 100 Hz dans la gamme de fréquences de 9 kHz à 150 kHz en raison du chevauchement des impulsions dans l'amplificateur à fréquence intermédiaire.

NOTE 5 L'annexe A traite de la détermination de la courbe de réponse aux impulsions répétitives.

NOTE 6 La réponse aux impulsions est limitée, pour des raisons de linéarité à l'entrée du récepteur, aux fréquences supérieures à 300 MHz. Les valeurs marquées d'un astérisque (*) dans le tableau sont optionnelles et non essentielles.

Table 2 – Test pulse characteristics for quasi-peak measuring receivers

Frequency range	a) μVs	b) MHz	c) Hz
9 kHz to 150 kHz	13,5	0,15	25
0,15 MHz to 30 MHz	0,316	30	100
30 MHz to 300 MHz	0,044	300	100
300 MHz to 1 000 MHz	0,044	1 000	100

4.1.4.2 Variation with repetition frequency (relative calibration)

The response of the measuring receiver to repeated pulses shall be such that for a constant indication on the measuring receiver, the relationship between amplitude and repetition frequency is in accordance with figures 1a, 1b or 1c.

The response curve for a particular measuring receiver shall lie between the limits defined in the appropriate figure and quantified in table 3.

Table 3 – Pulse response of quasi-peak receivers

Repetition frequency Hz	Relative equivalent level in dB of pulse for stated band			
	Band A 9 kHz to 150 kHz	Band B 0,15 MHz to 30 MHz	Band C 30 MHz to 300 MHz	Band D 300 MHz to 1 000 MHz
1 000	Note 4	$-4,5 \pm 1,0$	$-8,0 \pm 1,0$	$-8,0 \pm 1,0$
100	$-4,0 \pm 1,0$	0 (ref.)	0 (ref.)	0 (ref.)
60	$-0,3 \pm 1,0$	–	–	–
25	0 (ref.)	–	–	–
20	–	$+6,5 \pm 1,0$	$+9,0 \pm 1,0$	$+9,0 \pm 1,0$
10	$+4,0 \pm 1,0$	$+10,0 \pm 1,5$	$+14,0 \pm 1,5$	$+14,0 \pm 1,5$
5	$+7,5 \pm 1,0$	–	–	–
2	$+13,0 \pm 2,0$	$+20,5 \pm 2,0$	$+26,0 \pm 2,0$	$+26,0 \pm 2,0^*$
1	$+17,0 \pm 2,0$	$+22,5 \pm 2,0$	$+28,5 \pm 2,0$	$+28,5 \pm 2,0^*$
Isolated pulse	$+19,0 \pm 2,0$	$+23,5 \pm 2,0$	$+31,5 \pm 2,0$	$+31,5 \pm 2,0^*$

NOTE 1 The influence of the receiver characteristics upon its pulse response is considered in annex D.

NOTE 2 The relationships between the pulse responses of a quasi-peak receiver and receivers with other detector types are given in 4.2.4, 4.3.4.1 and 4.4.4.1.

NOTE 3 The theoretical pulse response curves of quasi-peak and average detector receivers combined on an absolute scale are shown in figure 1d. The ordinate of figure 1d shows the open-circuit impulse areas in dB(μVs) corresponding to the open-circuit sine-wave voltage of 66 dB(μV) r.m.s. The indication on a measuring receiver with an input matched to the calibrating generators will then be 60 dB(μV). Where the measuring bandwidth is less than the pulse repetition frequency, the curves of figure 1d are valid when the receiver is tuned to a discrete line of the spectrum.

NOTE 4 It is not possible to specify a response above 100 Hz in the frequency range 9 kHz to 150 kHz because of the overlapping of pulses in the i.f. amplifier.

NOTE 5 Annex A deals with the determination of the curve of response to repeated pulses.

NOTE 6 The pulse response is restricted due to overload at the input to the receiver at frequencies above 300 MHz. The values marked with an asterisk (*) in the table are optional and are not essential.

4.1.5 Sélectivité

4.1.5.1 Sélectivité globale (bande passante)

La courbe représentant la sélectivité globale du récepteur de mesure doit être dans les limites indiquées aux figures 2a, 2b ou 2c.

La sélectivité doit être décrite par la variation, en fonction de la fréquence, de l'amplitude de la tension sinusoïdale d'entrée qui produit une indication constante sur le récepteur de mesure.

NOTE Pour la mesure des appareils nécessitant une plus grande sélectivité à la transition entre 130 kHz et 150 kHz (par exemple pour les appareils pour la transmission de signaux sur le réseau électrique basse tension comme définis dans l'EN 50065-1/A2), un filtre passe-haut peut être ajouté avant le récepteur de mesure pour obtenir la sélectivité combinée suivante du récepteur de mesure CISPR et du filtre passe-haut:

Fréquence kHz	Atténuation relative dB
150	≤ 1
146	≤ 6
145	≥ 6
140	≥ 34
130	≥ 81

Il convient que le récepteur de mesure avec le filtre passe-haut remplisse les exigences de cette norme.

4.1.5.2 Taux de réjection à la fréquence intermédiaire

Le rapport entre la tension sinusoïdale d'entrée à la fréquence intermédiaire et la tension sinusoïdale d'entrée à la fréquence d'accord qui produit la même indication sur le récepteur de mesure ne doit pas être inférieur à 40 dB. Lorsque l'on utilise plus d'une fréquence intermédiaire, cette exigence doit être satisfaite pour chaque fréquence intermédiaire.

4.1.5.3 Taux de réjection à la fréquence conjuguée

Le rapport entre la tension sinusoïdale d'entrée à la fréquence conjuguée et la tension sinusoïdale d'entrée à la fréquence d'accord qui produit la même indication sur le récepteur de mesure ne doit pas être inférieur à 40 dB. Lorsque l'on utilise plus d'une fréquence intermédiaire, cette exigence doit être satisfaite aux fréquences conjuguées correspondant à chaque fréquence intermédiaire.

4.1.5.4 Autres réponses parasites

Le rapport entre la tension sinusoïdale d'entrée à des fréquences autres que celles spécifiées en 4.1.5.2 et 4.1.5.3 et la tension sinusoïdale d'entrée à la fréquence d'accord qui produit la même indication sur le récepteur de mesure ne doit pas être inférieur à 40 dB. Des exemples des fréquences auxquelles de telles réponses parasites peuvent se produire sont donnés ci-dessous:

$$(1/m) (nf_L \pm f_i) \text{ et } (1/k) (f_0)$$

où

m, n, k sont des nombres entiers;

f_L est la fréquence de l'oscillateur local;

f_i est la fréquence intermédiaire;

f_0 est la fréquence d'accord.

NOTE Lorsque l'on utilise plus d'une fréquence intermédiaire, les fréquences f_L et f_i peuvent correspondre à chacune des fréquences de l'oscillateur local et des fréquences intermédiaires utilisées. De plus, des réponses parasites peuvent se produire lorsqu'aucun signal d'entrée n'est appliqué au récepteur de mesure; par exemple, quand les harmoniques des oscillateurs locaux présentent un écart de fréquence égal à l'une des fréquences intermédiaires. Les exigences du présent paragraphe ne peuvent donc pas s'appliquer dans ces derniers cas. Les effets de ces réponses parasites sont traités en 4.1.7.2.

4.1.5 Selectivity

4.1.5.1 Overall selectivity (passband)

The curve representing the overall selectivity of the measuring receiver shall lie within the limits shown in figures 2a, 2b or 2c.

Selectivity shall be described by the variation with frequency of the amplitude of the input sine-wave voltage that produces a constant indication on the measuring receiver.

NOTE For the measurement of equipment that requires higher selectivity at the transition between 130 kHz and 150 kHz (e.g. mains signalling equipment as defined in EN 50065-1/A2), a highpass filter may be added in front of the measuring receiver to achieve the following combined selectivity of CISPR measuring receiver and highpass filter:

Frequency kHz	Relative attenuation dB
150	≤ 1
146	≤ 6
145	≥ 6
140	≥ 34
130	≥ 81

The measuring receiver in conjunction with the highpass filter should fulfil the requirements of this standard.

4.1.5.2 Intermediate frequency rejection ratio

The ratio of the input sine-wave voltage at the intermediate frequency to that at the tuned frequency that produces the same indication of the measuring receiver shall be not less than 40 dB. Where more than one intermediate frequency is used, this requirement shall be met at each intermediate frequency.

4.1.5.3 Image frequency rejection ratio

The ratio of the input sine-wave voltage at the image frequency to that at the tuned frequency that produces the same indication on the measuring receiver shall be not less than 40 dB. Where more than one intermediate frequency is used, this requirement shall be met at the image frequencies corresponding to each intermediate frequency.

4.1.5.4 Other spurious responses

The ratio of the input sine-wave voltage at frequencies other than those specified in 4.1.5.2 and 4.1.5.3 to that at the tuned frequency that produces the same indication on the measuring receiver shall be not less than 40 dB. Examples of the frequencies from which such spurious responses may occur are as follows:

$$(1/m) (nf_L \pm f_i) \text{ and } (1/k) (f_o)$$

where

m, n, k are integers;

f_L is the local oscillator frequency;

f_i is the intermediate frequency;

f_o is the tuned frequency.

NOTE Where more than one intermediate frequency is used, the frequencies f_L and f_i may refer to each of the local oscillator and intermediate frequencies used. In addition, spurious responses may occur when no input signal is applied to the measuring receiver; for example, when harmonics of the local oscillators differ in frequency by one of the intermediate frequencies. The requirements under this heading therefore cannot apply in these latter cases. The effect of these spurious responses is dealt with in 4.1.7.2.

4.1.6 Limitation des effets d'intermodulation

La réponse du récepteur de mesure ne doit pas être affectée par les effets d'intermodulation lorsque l'on procède à l'essai suivant:

Installer l'appareil comme indiqué à la figure 3. Le générateur d'impulsions a un spectre essentiellement uniforme jusqu'à la fréquence 3), mais inférieur d'au moins 10 dB à la fréquence 4) des fréquences données dans le tableau 4. Le filtre coupe-bande a un affaiblissement à la fréquence d'essai d'au moins 40 dB. Sa largeur de bande, B_6 , par rapport à l'affaiblissement maximal du filtre doit être comprise entre les fréquences 1) et 2) données dans le tableau 4.

Tableau 4 – Caractéristiques de largeur de bande pour l'essai d'intermodulation des récepteurs de mesure de quasi-crête

Gamme de fréquences	1) kHz	2) kHz	3) MHz	4) MHz
9 kHz à 150 kHz (bande A)	0,4	4	0,15	0,3
0,15 MHz à 30 MHz (bande B)	20	200	30	60
30 MHz à 300 MHz (bande C)	500	2 000	300	600
300 MHz à 1 000 MHz (bande D)	500	6 000	1 000	2 000

Brancher la sortie du générateur d'onde sinusoïdale directement à l'entrée du récepteur de mesure et le régler pour obtenir une indication convenable. Remplacer le générateur d'onde sinusoïdale par le générateur d'impulsions et le régler pour obtenir la même indication. La fréquence de répétition des impulsions doit être de 100 Hz pour la bande A et de 1 000 Hz pour les autres bandes.

Le générateur d'impulsions étant branché comme indiqué ci-dessus, la mise en circuit du filtre doit introduire un affaiblissement au moins égal à 35 dB.

4.1.7 Limitation du bruit du récepteur et des signaux parasites internes

4.1.7.1 Bruit aléatoire

Le bruit de fond ne doit pas introduire d'erreur supérieure à 1 dB.

NOTE Pour un appareil de mesure comportant un atténuateur dans l'amplificateur en fréquence intermédiaire, on considère que cette condition est respectée si l'appareil satisfait à l'essai suivant:

On applique un signal sinusoïdal à l'entrée de l'appareil de mesure, que l'on règle à une valeur S_1 , de telle façon que l'indicateur de mesure de sortie indique une déviation de référence θ . Un affaiblissement de 10 dB est introduit dans les étages à fréquence intermédiaire. On augmente le signal d'entrée jusqu'à une valeur S_2 afin de faire revenir l'indicateur de mesure de sortie à la déviation θ . L'augmentation du niveau du signal d'entrée ($S_2 - S_1$) doit être comprise entre 10 dB et 11 dB.

4.1.7.2 Onde continue

Lorsqu'on utilise plus d'une fréquence intermédiaire, l'existence de réponses parasites telles que celles décrites dans la note de 4.1.5.4 ne doit pas introduire d'erreur de mesure supérieure à 1 dB pour tout signal injecté au récepteur de mesure. Pour un récepteur de mesure comportant un atténuateur dans l'amplificateur en fréquence intermédiaire, on considère que cette condition est remplie si le récepteur satisfait à 4.1.7.1 lorsqu'on le soumet à l'essai décrit en 4.1.7.1, mais l'affaiblissement doit être introduit dans les étages intermédiaires après le dernier étage mélangeur.

4.1.6 Limitation of intermodulation effects

The response of the measuring receiver shall not be influenced by intermodulation effects when tested as follows.

Arrange the apparatus as shown in figure 3. The pulse generator has a spectrum substantially uniform up to frequency 3) but at least 10 dB down at frequency 4) of the frequencies given in table 4. The band-stop filter has an attenuation at the test frequency of at least 40 dB. Its bandwidth, B_6 , relative to the maximum attenuation of the filter shall lie between the frequencies 1) and 2) given in table 4.

Table 4 – Bandwidth characteristics for inter-modulation test of quasi-peak measuring receivers

Frequency range	1) kHz	2) kHz	3) MHz	4) MHz
9 kHz to 150 kHz (band A)	0,4	4	0,15	0,3
0,15 MHz to 30 MHz (band B)	20	200	30	60
30 MHz to 300 MHz (band C)	500	2 000	300	600
300 MHz to 1 000 MHz (band D)	500	6 000	1 000	2 000

Connect the sine-wave generator output direct to the measuring receiver input and adjust for a convenient reading. Substitute the pulse generator for the sine-wave generator and adjust for the same reading. The pulse repetition frequency shall be 100 Hz for band A and 1 000 Hz for the other bands.

With the pulse generator connected as described above, switching the filter into circuit shall introduce attenuation of not less than 36 dB.

4.1.7 Limitation of receiver noise and internally generated spurious signals

4.1.7.1 Random noise

The background noise shall not introduce an error in excess of 1 dB.

NOTE For a measuring apparatus incorporating attenuation in the intermediate frequency amplifier, this condition will be regarded as being satisfied if the apparatus complies with the following test:

A sine-wave signal is applied to the input of the measuring apparatus and adjusted to a value S_1 , such that the output meter shows a reference deflection θ . An attenuation of 10 dB is introduced in the intermediate-frequency stages. The level of the input signal is increased to S_2 so as to restore the output meter to the deflection θ . The increase of the level of the input signal ($S_2 - S_1$) shall be between 10 dB and 11 dB.

4.1.7.2 Continuous wave

Where more than one intermediate frequency is used, the existence of spurious responses as described in the note to 4.1.5.4 shall not introduce a measurement error in excess of 1 dB for any signal input to the measuring receiver. For a measuring receiver incorporating attenuation in the i.f. amplifier, this requirement shall be regarded as satisfied if the receiver complies with 4.1.7.1 when tested as described in 4.1.7.1, except that the attenuation in the intermediate stages shall be introduced after the last mixer stage.

4.1.8 Efficacité d'écran

L'efficacité d'écran est une mesure de l'aptitude d'un récepteur de mesure à fonctionner dans un champ électromagnétique sans dégradation. L'exigence s'applique aux récepteurs fonctionnant dans «la plage de lecture du CISPR» spécifiée par le fabricant telle que décrite en 3.11.

Le blindage du récepteur doit être tel que, lorsque ce dernier se trouve dans un champ électromagnétique ambiant de 3 V/m, non modulé, à n'importe quelle fréquence comprise entre 9 kHz et 1 000 MHz, l'erreur entraînée ne doit pas dépasser 1 dB, au maximum et au minimum de «la plage de lecture du CISPR» spécifiée par le fabricant du récepteur. Dans les cas où le récepteur de mesure ne satisfait pas à la condition des 3 V/m, la valeur du champ et la fréquence auxquelles l'erreur dépasse 1 dB, doivent être indiquées par le fabricant. L'essai doit être effectué comme décrit ci-dessous.

Le récepteur est placé à l'intérieur d'une enceinte blindée. Un signal d'entrée est appliqué au récepteur par l'intermédiaire d'un câble de 2 m bien blindé (par exemple câble semi-rigide) à travers un connecteur de traversée monté sur la paroi de l'enveloppe et raccordé à un générateur de signaux placé à l'extérieur de l'enveloppe. Le niveau du signal d'entrée doit être réglé au maximum puis au minimum de la plage de lecture du CISPR, spécifiée par le fabricant du récepteur. Toutes les autres prises coaxiales du récepteur doivent être chargées par leur impédance caractéristique.

Seuls les câbles essentiels (par exemple câbles d'alimentation et câbles d'entrée) nécessaires à l'utilisation du récepteur de mesure dans sa configuration minimale (à l'exclusion des options telles que casques d'écoute) doivent être connectés pendant l'essai. Les câbles doivent avoir la longueur et la disposition correspondant à l'utilisation habituelle.

La valeur du champ ambiant au voisinage du récepteur de mesure doit être mesurée par un mesureur de champ.

L'indication de l'appareil de mesure du récepteur en présence du champ électromagnétique ambiant ne doit pas différer de plus de 1 dB de celle donnée par l'appareil de mesure en l'absence du champ.

4.1.8.1 Limitation des émissions radioélectriques produites par le récepteur de mesure

4.1.8.1.1 Emissions conduites

La tension perturbatrice RF à tout point de connexion pour une ligne extérieure (pas uniquement aux bornes d'alimentation) ne doit pas dépasser les limites des appareils de classe B, spécifiées en 5.1 du CISPR 11*. La mesure de la tension perturbatrice n'est toutefois pas exigée pour les conducteurs intérieurs des connexions blindées destinées aux appareils blindés. La puissance injectée par l'oscillateur local mesurée à l'entrée du récepteur de mesure, fermée sur son impédance caractéristique, ne doit pas dépasser 34 dB(pW) ce qui est équivalent à 50 µV dans 50 Ω.

4.1.8.1.2 Emissions rayonnées

Le champ RF rayonné par le récepteur de mesure ne doit pas dépasser les limites des appareils de classe B, spécifiées en 5.2 du CISPR 11* pour la bande de fréquences de 9 kHz à 1 000 MHz. Les limites s'appliquent également aux bandes de fréquences indiquées au tableau 1 (fréquences ISM) du CISPR 11. Dans la bande de fréquences de 1 GHz à 18 GHz, la limite applicable est de 45 dB(pW).

* CISPR 11:1990, *Limites et méthodes de mesure des caractéristiques de perturbations électromagnétiques des appareils industriels, scientifiques et médicaux (ISM) à fréquence radioélectrique*

4.1.8 Screening effectiveness

Screening effectiveness is a measure of the ability of the measuring receiver to operate in an electromagnetic field without degradation. The requirement applies to receivers operating within the "CISPR indication range" specified by the manufacturer as described in 3.11.

The screening of the receiver shall be such that when it is immersed in an ambient electromagnetic field of 3 V/m (unmodulated) at any frequency in the range 9 kHz to 1 000 MHz, an error of not greater than 1 dB is produced at the maximum and minimum of the CISPR indicating range as specified by the manufacturer of the receiver. In cases where a measuring receiver is not immune to the requirement of 3 V/m, the field strength and frequency at which the error exceeds 1 dB shall be stated by the manufacturer. The test shall be performed as described below.

The receiver is placed inside a screened enclosure. An input signal is applied to the receiver via a 2 m long well-screened cable (e.g. semi-rigid), through a feedthrough in the enclosure wall, to a signal generator placed outside the enclosure. The level of the input signal shall be at the maximum and the minimum of the CISPR indication range as specified by the manufacturer of the receiver. All other coaxial terminals of the receiver shall be terminated in their characteristic impedance.

Only essential leads (e.g. mains and input cables) for the normal use of the measuring receiver in its minimum configuration (excluding options such as headphones) shall be connected during the test. The leads shall have the lengths and be arranged as in typical use.

The strength of the ambient field in the vicinity of the measuring receiver shall be measured by a field strength monitor.

The receiver meter indication in the presence of the ambient electromagnetic field shall differ by not more than 1 dB from the meter indication when the field is absent.

4.1.8.1 Limitation of radio-frequency emissions from the measuring receiver

4.1.8.1.1 Conducted emissions

The radio disturbance voltage at any connecting pin of external lines (not only the mains terminals) shall not exceed the limits for class B equipment given in 5.1 of CISPR 11*. The measurement of the radio disturbance voltage is however not required on the inner conductors of screened connections to screened equipment. The local oscillator injection power at the measuring receiver input terminated with its characteristic impedance shall not exceed 34 dB(pW) which is equivalent to 50 µV across 50 Ω.

4.1.8.1.2 Radiated emissions

The radio disturbance field strength emitted by the measuring receiver shall not exceed the limits for class B equipment given in 5.2 of CISPR 11*, for the frequency range of 9 kHz to 1 000 MHz. The limits shall also apply for frequency bands (ISM frequencies) listed in table 1 of the same publication. In the frequency range of 1 GHz to 18 GHz, a limit of 45 dB(pW) shall apply.

* CISPR 11:1990, *Limits and methods of measurement of electromagnetic disturbance characteristics of industrial, scientific and media (ISN) radio-frequency equipment.*

Avant d'effectuer des mesures d'émission conduite ou rayonnée, il est essentiel de vérifier que la contribution de bruit des appareils de mesure (par exemple ordinateur de commande) n'affecte pas les résultats de mesure.

4.1.9 Moyens de branchement à un analyseur de perturbations discontinues

Pour toutes les bandes, le récepteur de mesure de perturbations doit avoir une sortie à fréquence intermédiaire et une sortie du détecteur de quasi-crête pour la mesure des perturbations discontinues. La charge de ces sorties ne doit pas affecter le dispositif d'affichage des mesures.

4.2 Récepteurs de mesure de crête pour la gamme de fréquences de 9 kHz à 1 000 MHz

Cet article définit les exigences applicables aux récepteurs de mesure utilisant un détecteur de crête lorsqu'ils sont utilisés pour la mesure des perturbations de type impulsif.

4.2.1 Impédance d'entrée

Le circuit d'entrée des récepteurs de mesure doit être asymétrique. Lorsque les réglages des commandes du récepteur sont dans la plage de lecture du CISPR, l'impédance d'entrée nominale doit être de 50 Ω avec un ROS inférieur ou égal à 2,0 lorsque l'affaiblissement RF est nul et 1,2 lorsque l'affaiblissement RF est de 10 dB ou plus.

Impédance d'entrée symétrique dans la gamme de fréquences de 9 kHz à 30 MHz: Pour permettre des mesures symétriques, on utilise un transformateur d'entrée symétrique. L'impédance d'entrée préférentielle est de 600 Ω dans la gamme de 9 kHz à 150 kHz. Cette impédance d'entrée symétrique peut être incorporée soit dans le réseau fictif symétrique nécessaire au couplage avec le récepteur, soit dans le récepteur de mesure.

4.2.2 Caractéristiques fondamentales

4.2.2.1 Bande passante

Pour tout type de perturbations à large bande, à l'exception des perturbations non chevauchantes, la valeur réelle de la bande passante doit être donnée lorsque le niveau de perturbation est mentionné et la bande passante aux points 6 dB doit être comprise dans les limites du tableau 5.

Tableau 5 – Exigences pour la largeur de bande

Gammes de fréquences	Bande passante B_6	Bande passante préférentielle
9 kHz à 150 kHz (bande A)	100 Hz à 300 Hz	200 Hz
0,15 MHz à 30 MHz (bande B)	8 kHz à 10 kHz	9 kHz
30 MHz à 300 MHz (bandes C et D)	100 kHz à 500 kHz	120 kHz

NOTE Comme la réponse d'un récepteur de mesure de crête aux impulsions non chevauchantes est proportionnelle à sa bande passante en impulsions, on peut soit mentionner la bande passante réelle dans le résultat, soit mentionner le niveau «dans une bande passante de 1 MHz» calculé en divisant la valeur mesurée par la bande passante en impulsions exprimée en mégahertz (voir 3.2). Pour d'autres types de perturbations à large bande cette procédure peut introduire une erreur.

Before performing radiated and conducted emission measurements, it is essential that the noise contributions of the test equipment do not affect the measured results (e.g. computer control).

4.1.9 Facilities for connection to a discontinuous disturbance analyzer

For all bands the disturbance measuring receiver shall have both an intermediate-frequency output and an output from the quasi-peak detector for the measurement of discontinuous disturbance. The loading of these outputs shall have no influence on the indicating instrument.

4.2 Peak measuring receivers for the frequency range 9 kHz to 1 000 MHz

This clause specifies requirements for measuring receivers employing a peak detector when used for the measurement of impulsive disturbance.

4.2.1 Input impedance

The input circuit of measuring receivers shall be unbalanced. For receiver control settings within the CISPR indicating range, the input impedance shall be nominally 50 Ω with a VSWR not to exceed 2,0 to 1 when the RF attenuation is 0 and 1,2 to 1 when the RF attenuation is 10 dB or greater.

Symmetric input impedance in the frequency range 9 kHz to 30 MHz. To permit symmetrical measurements a balanced input transformer is used. The preferred input impedance is 600 Ω for the frequency range 9 kHz to 150 kHz. This symmetric input impedance may be incorporated either in the relevant symmetrical artificial network necessary to couple to the receiver or optionally in the measuring receiver.

4.2.2 Fundamental characteristics

4.2.2.1 Bandwidth

For all types of broadband disturbance except non-overlapping disturbance, the actual value of the bandwidth shall be stated when the disturbance level is quoted and the bandwidth at the 6 dB points shall lie within the values in table 5.

Table 5 – Bandwidth requirements

Frequency range	Bandwidth B_6	Preferred BW
9 kHz to 150 kHz (band A)	100 Hz to 300 Hz	200 Hz
0,15 MHz to 30 MHz (band B)	8 kHz to 10 kHz	9 kHz
30 MHz to 300 MHz (bands C and D)	100 kHz to 500 kHz	120 kHz
NOTE Since the response of a peak measuring receiver to non-overlapping pulses is proportional to its impulse bandwidth, either the actual bandwidth is quoted in the result or the level may be quoted as that "in a 1 MHz bandwidth" calculated by dividing the measured value by the impulse bandwidth in MHz (see 3.2). For other types of broadband disturbance this procedure would introduce an error.		

4.2.2.2 Rapport des constantes de temps à la charge et à la décharge

Afin d'obtenir sur l'indicateur de mesure une lecture à 10 % près de la valeur vraie de la crête à une cadence de répétition de 1 Hz, le rapport entre la constante de temps à la décharge et de la constante de temps à la charge ne doit pas être inférieur aux valeurs données ci-dessous:

- a) $1,89 \times 10^4$ dans la gamme de fréquences de 9 kHz à 150 kHz;
- b) $1,25 \times 10^6$ dans la gamme de fréquences de 150 kHz à 30 MHz;
- c) $1,67 \times 10^7$ dans la gamme de fréquences de 30 MHz à 1 000 MHz.

Si l'appareil est équipé d'un dispositif de maintien de crête, on doit pouvoir régler le temps de maintien à des valeurs comprises entre 30 ms et 3 s.

NOTE Il convient de s'assurer que tous les appareils d'enregistrement utilisés puissent fournir la réponse complète dans le temps de maintien choisi.

4.2.2.3 Réserve de linéarité

Pour les récepteurs de mesure de crête, la réserve de linéarité n'a pas à être aussi élevée que pour d'autres types de récepteurs de mesure. Pour la plupart des détecteurs à lecture directe, la réserve de linéarité ne doit être que légèrement supérieure à l'unité. La réserve de linéarité doit être adaptée aux constantes de temps utilisées (voir 4.2.2.2).

4.2.3 Précision en tension sinusoïdale

La précision des mesures en tension sinusoïdale doit être meilleure que ± 2 dB lorsque l'on utilise un signal d'entrée sinusoïdal avec une impédance de source résistive de 50 Ω .

4.2.4 Réponses aux impulsions

La réponse du récepteur de mesure à des impulsions d'aire de $1,4/B_{\text{imp}}$ mVs (où B_{imp} est en hertz) f.é.m. sous une impédance de source de 50 Ω , doit être égale à la réponse à un signal sinusoïdal non modulé à la fréquence d'accord ayant une f.é.m. de 2 mV en valeur efficace (66 dB(μ V)). Les impédances de source du générateur d'impulsions et du générateur de signaux doivent être identiques. Les impulsions doivent avoir un spectre uniforme conformément au tableau 2 de 4.1.4.1.

Une tolérance de $\pm 1,5$ dB est autorisée pour le niveau de tension sinusoïdale et cette exigence s'applique à toutes les fréquences de répétition d'impulsion pour lesquelles aucune impulsion de chevauchement ne se produit à la sortie de l'amplificateur en fréquence intermédiaire.

NOTE 1 Les annexes B et C décrivent les méthodes de détermination des caractéristiques de sortie des générateurs d'impulsions destinés à être utilisés pour le contrôle des exigences du présent paragraphe.

NOTE 2 A une cadence de répétition de 25 Hz pour la bande A et de 100 Hz pour les autres bandes, les relations entre l'indication d'un récepteur de mesure de crête et celle d'un récepteur de mesure de quasi-crête avec la bande passante préférentielle sont données au tableau 6.

Tableau 6 – Réponses comparatives aux impulsions des récepteurs de mesure de crête et de quasi-crête pour une même largeur de bande

Fréquence	IS mVs	B _{imp} Hz	Rapport crête/quasi-crête (dB) pour une cadence de répétition d'impulsion de:	
			25 Hz	100 Hz
Bande A	$6,67 \times 10^{-3}$	$0,21 \times 10^3$	6,1	–
Bande B	$0,148 \times 10^{-3}$	$9,45 \times 10^3$	–	6,6
Bandes C et D	$0,011 \times 10^{-3}$	$126,0 \times 10^3$	–	12,0

4.2.2.2 Charge and discharge time constants ratio

In order to achieve a meter reading within 10 % of the true value of the peak at a repetition rate of 1 Hz, the discharge time constant to charge time constant ratio shall be not less than the values given below.

- a) $1,89 \times 10^4$ in the frequency range 9 kHz to 150 kHz;
- b) $1,25 \times 10^6$ in the frequency range 150 kHz to 30 MHz;
- c) $1,67 \times 10^7$ in the frequency range 30 MHz to 1 000 MHz.

If a peak-hold facility is incorporated, the hold time shall be capable of being set to values between 30 ms and 3 s.

NOTE Care should be taken to ensure that any recording instrument used is capable of full response within the selected hold time.

4.2.2.3 Overload factor

For peak measuring receivers, the overload factor need not be so great as for other types of measuring receiver. For most direct-reading detectors, the overload factor need be only a little greater than unity. The overload factor shall be adequate for the time-constants used (see 4.2.2.2).

4.2.3 Sine-wave voltage accuracy

The accuracy of measurement of sine-wave voltages shall be better than ± 2 dB when supplied with a sine-wave signal at a 50 Ω resistive source impedance.

4.2.4 Response to pulses

The response of the measuring receiver to pulses of impulse area $1,4/B_{\text{imp}}$ mVs (where B_{imp} is in hertz) e.m.f. at 50 Ω source impedance shall be equal to the response to an unmodulated sine-wave signal at the tuned frequency having an e.m.f. of r.m.s. value 2 mV (66 dB(μ V)). The source impedances of the pulse generator and the signal generator shall both be the same. The pulses shall have a uniform spectrum according to table 2 of 4.1.4.1.

A tolerance of $\pm 1,5$ dB is permitted in the sine-wave voltage level and this requirement applies for all pulse repetition frequencies for which no overlapping pulses occur at the output of the i.f. amplifier.

NOTE 1 Annexes B and C describe methods for determining the output characteristics of pulse generators for use in testing the requirements of this subclause.

NOTE 2 At a repetition rate of 25 Hz for band A and 100 Hz for the other bands, the relationship between the indications of a peak measuring receiver and a quasi-peak measuring receiver with the preferred bandwidth are given in table 6.

Table 6 – Relative pulse response of peak and quasi-peak measuring receivers for the same bandwidth

Frequency	IS mVs	B _{imp} Hz	Ratio peak/quasi-peak (dB) for pulse repetition rate	
			25 Hz	100 Hz
Band A	$6,67 \times 10^{-3}$	$0,21 \times 10^3$	6,1	–
Band B	$0,148 \times 10^{-3}$	$9,45 \times 10^3$	–	6,6
Bands C and D	$0,011 \times 10^{-3}$	$126,0 \times 10^3$	–	12,0

4.2.5 Sélectivité

Comme les exigences de bande passante en 4.2.2.1. permettent de s'écarter des bandes passantes données dans les figures 2a, 2b, et 2c, les courbes de sélectivité s'appliquent aux récepteurs de mesure de crête en terme de forme seulement, et l'axe des fréquences doit être mis à l'échelle en conséquence. Par exemple, $B_6/2$ correspond à 100 Hz dans la figure 2a.

Les exigences en 4.1.5.2, 4.1.5.3 et 4.1.5.4 sont applicables.

4.2.6 Effets d'intermodulation, bruit du récepteur et efficacité d'écran

Les exigences en 4.1.6, 4.1.7 et 4.1.8 s'appliquent.

4.3 Récepteurs de mesure de valeur moyenne pour la gamme de fréquences de 9 kHz à 1 000 MHz

Ce type de récepteur a un détecteur conçu pour indiquer la valeur moyenne de l'enveloppe du signal traversant les étages précédents. Le détecteur de valeur moyenne est utilisé pour la mesure de signaux à bande étroite pour s'affranchir des problèmes associés soit à la modulation, soit à la présence de bruit à large bande. Les récepteurs de mesure de valeur moyenne ne sont en général pas utilisés pour la mesure des perturbations de type impulsif.

4.3.1 Impédance d'entrée

Le circuit d'entrée des récepteurs de mesure doit être asymétrique. Pour le réglage des commandes du récepteur dans la plage d'indication du CISPR, l'impédance d'entrée nominale doit être de 50 Ω avec un ROS inférieur ou égal à 2,0 lorsque l'affaiblissement RF est nul et 1,2 lorsque l'affaiblissement RF est de 10 dB ou plus.

Impédance d'entrée symétrique dans la gamme de fréquences de 9 kHz à 150 kHz: Pour permettre des mesures symétriques, on utilise un transformateur d'entrée symétrique. L'impédance d'entrée préférentielle est de 600 Ω dans la gamme de 9 kHz à 150 kHz. Cette impédance d'entrée symétrique peut être incorporée, soit dans le réseau fictif symétrique nécessaire au couplage avec le récepteur, soit dans le récepteur de mesure.

4.3.2 Caractéristiques fondamentales

4.3.2.1 Bandes passantes

Les bandes passantes B_6 doivent être comprises dans les valeurs du tableau 7:

Tableau 7 – Exigences pour la largeur de bande

Gammes de fréquences	Bande passante B_6	Bande passante préférentielle
9 kHz à 150 kHz (bande A)	100 Hz à 300 Hz	200 Hz
150 kHz à 30 MHz (bande B)	8 kHz à 10 kHz	9 kHz
30 MHz à 1 000 MHz (bandes C et D)	100 kHz à 500 kHz	120 kHz
NOTE La bande passante est traitée dans l'annexe E, article E.1. Si une bande passante autre que la bande passante préférentielle est utilisée, cela doit être mentionné lorsque le niveau de perturbation est donné.		

4.2.5 Selectivity

Since the bandwidth requirements of 4.2.2.1 allow variations from the bandwidths given in figures 2a, 2b and 2c, these selectivity curves apply to peak measuring receivers as regards shape only, and the frequency axis shall be scaled accordingly. For example, $B_6/2$ corresponds to 100 Hz in figure 2a.

The requirements of 4.1.5.2, 4.1.5.3 and 4.1.5.4 apply.

4.2.6 Inter-modulation effects, receiver noise, and screening

The requirements of 4.1.6, 4.1.7 and 4.1.8 apply.

4.3 Average measuring receivers for the frequency range 9 kHz to 1 000 MHz

This type of receiver has a detector designed to indicate the average value of the envelope of the signal passed through the pre-detector stages. The average detector is used for the measurement of narrowband signals to overcome problems associated with either modulation content or the presence of broadband noise. Average measuring receivers are not generally used for the measurement of impulsive disturbance.

4.3.1 Input impedance

The input circuit of measuring receivers shall be unbalanced. For receiver control settings within the CISPR indicating range, the input impedance shall be nominally 50 Ω with a VSWR not to exceed 2,0 to 1 when the RF attenuation is 0 and 1,2 to 1 when the RF attenuation is 10 dB or greater.

Symmetric input impedance in the frequency range 9 kHz to 150 kHz: To permit symmetrical measurements a balanced input transformer is used. The preferred input impedance for the frequency range 9 kHz to 150 kHz is 600 Ω . This symmetric input impedance may be incorporated either in the relevant symmetrical artificial network necessary to couple to the receiver or optionally in the measuring receiver.

4.3.2 Fundamental characteristics

4.3.2.1 Bandwidth

The bandwidths B_6 shall lie within the values in table 7:

Table 7 – Bandwidth requirements

Frequency range	Bandwidth B_6	Preferred BW
9 kHz to 150 kHz (band A)	100 Hz to 300 Hz	200 Hz
150 kHz to 30 MHz (band B)	8 kHz to 10 kHz	9 kHz
30 MHz to 1 000 MHz (bands C and D)	100 kHz to 500 kHz	120 kHz
NOTE The subject of bandwidth is discussed in annex E, clause E.1. If a bandwidth other than the preferred one is used, it shall be stated when the disturbance level is quoted.		

4.3.2.2 Réserve de linéarité

La réserve de linéarité des circuits précédant le détecteur, pour une cadence de répétition d'impulsion de n Hz, doit être B_{imp}/n , B_{imp} étant exprimé en Hz.

Le récepteur ne doit pas être en surcharge pour des cadences d'impulsions égales ou supérieures à 25 Hz pour la bande A, 500 Hz pour la bande B et 5 000 Hz pour les bandes C et D.

NOTE Avec ce type de récepteur, il n'est pas possible de fournir une réserve de linéarité suffisante pour empêcher un fonctionnement non linéaire du récepteur à des cadences d'impulsions très basses (la réponse à une impulsion unique n'est pas définie).

4.3.3 Précision en tension sinusoïdale

La précision des mesures en tension sinusoïdale doit être meilleure que ± 2 dB lorsque l'on utilise un signal d'entrée sinusoïdal avec une impédance de source résistive de 50 Ω .

4.3.4 Réponses aux impulsions

NOTE Les annexes B et C décrivent les méthodes de détermination des caractéristiques de sortie des générateurs d'impulsions destinées à être utilisées pour le contrôle des exigences du présent paragraphe.

4.3.4.1 Réponse en amplitude

La réponse du récepteur de mesure à des impulsions de fréquence de répétition n Hz, d'aire égale à $1,4/n$ (mVs) f.é.m. sous une impédance de source de 50 Ω , doit être égale à la réponse à un signal sinusoïdal non modulé à la fréquence d'accord ayant une f.é.m. de 2 mV en valeur efficace (66 dB(μ V)). Les impédances de source du générateur d'impulsions et du générateur de signaux doivent être identiques. Les impulsions doivent avoir un spectre uniforme conformément au tableau 2 en 4.1.4.1. La valeur de n doit être de 25 pour la bande A, 500 pour la bande B et 5 000 pour les bandes C et D. Une tolérance de 2,5 dB/–0,5 dB est autorisée sur le niveau de tension sinusoïdale.

NOTE 1 On peut utiliser une valeur plus faible pour l'aire de l'impulsion et réduire en proportion l'amplitude du signal sinusoïdal non modulé pourvu qu'un rapport signal sur bruit suffisant soit conservé.

NOTE 2 Aux fréquences de répétition de 25, 100, 1 000 et 10 000 Hz, la relation entre les indications d'un récepteur de mesure de valeur moyenne et celle d'un récepteur de quasi-crête de même bande passante, en supposant des réserves de linéarité adéquates et un niveau de sortie constant, est donnée au tableau 8.

Tableau 8 – Réponses comparatives aux impulsions des récepteurs de mesure de valeur moyenne et des récepteurs de quasi-crête pour une même largeur de bande

Gamme de fréquences du récepteur de mesure	Rapport des lectures quasi-crête/valeur moyenne (dB) à une cadence de répétition d'impulsion de:				
	25 Hz	100 Hz	500 Hz	1 000 Hz	5 000 Hz
9 kHz à 150 kHz (bande A)	12,4				
0,15 MHz à 30 MHz (bande B)		(32,9)	22,9	(17,4)	
30 MHz à 1 000 MHz (bandes C et D)				(38,1)	26,3
NOTE Les valeurs entre parenthèses sont données pour information uniquement.					

4.3.4.2 Variations en fonction de la fréquence de répétition

La réponse d'un récepteur de mesure à des impulsions répétées doit être telle que, pour une indication constante du récepteur de mesure, la relation entre l'amplitude et la fréquence de répétition soit conforme à la loi suivante:

Amplitude inversement proportionnelle à la fréquence de répétition

4.3.2.2 Overload factor

The overload factor for circuits preceding the detector at a pulse repetition rate of n Hz shall be B_{imp}/n , with B_{imp} in Hz.

The receiver shall not overload for pulse rates equal to or greater than 25 Hz for band A, 500 Hz for band B, and 5 000 Hz for bands C and D.

NOTE With this type of receiver it will not, in general, be possible to provide a sufficient overload factor to prevent non-linear operation of the receiver at very low pulse rates (the response to a single pulse is not defined).

4.3.3 Sine-wave voltage accuracy

The accuracy of measurement of sine-wave voltages shall be better than ± 2 dB when supplied with a sine-wave signal at 50 Ω resistive source impedance.

4.3.4 Response to pulses

NOTE – Annexes B and C describe methods for determining the output characteristics of pulse generators for use in testing the requirements of this clause.

4.3.4.1 Amplitude relationship

The response of the measuring receiver to pulses of repetition rate n Hz and impulse area e.m.f. at 50 Ω source impedance equal to $1,4/n$ mVs, shall be equal to the response to an unmodulated sine-wave signal at the tuned frequency having an e.m.f. of r.m.s. value 2 mV (66 dB(μ V)). The source impedances of the pulse generator and the signal generator shall both be the same. The pulses shall have a uniform spectrum according to table 2 of 4.1.4.1. The value of n shall be 25 for band A, 500 for band B, and 5 000 for bands C and D. A tolerance of 2,5 dB/–0,5 dB is permitted on the sine-wave voltage level.

NOTE 1 A lower impulse area may be used together with a proportionally lower amplitude for the unmodulated sine-wave input, provided sufficient signal-to-noise ratio is maintained.

NOTE 2 At repetition frequencies of 25, 100, 1 000 and 10 000 Hz, the relationship between the indications of an average and a quasi-peak measuring receiver of the same bandwidth, assuming adequate overload factors and a constant output level, is given in table 8.

Table 8 – Relative pulse response of average and quasi-peak measuring receivers for the same bandwidth

Frequency range of measuring receiver	Ratio quasi-peak/average indications (dB) for pulse repetition rate				
	25 Hz	100 Hz	500 Hz	1 000 Hz	5 000 Hz
9 kHz to 150 kHz (band A)	12,4				
0,15 MHz to 30 MHz (band B)		(32,9)	22,9	(17,4)	
30 MHz to 1 000 MHz (bands C/D)				(38,1)	26,3
NOTE Values in brackets are for information only.					

4.3.4.2 Variation with repetition frequency

The response of the measuring receiver to repeated pulses shall be such that, for a constant indication on the measuring receiver, the relationship between amplitude and repetition frequency is in accordance with the following law.

Amplitude proportional to (repetition frequency)^{–1}

Une tolérance de +3 dB à –1 dB est autorisée dans la gamme de fréquences comprise entre la plus faible fréquence de répétition utilisable, telle que déterminée à partir des considérations de surcharge, et une fréquence égale à $B_3/2$.

NOTE Les courbes de réponse théorique aux impulsions des récepteurs à détecteurs de quasi-crête et de valeur moyenne, combinées sur une échelle absolue, sont données en figure 1d.

4.3.5 Sélectivité

Pour les récepteurs de bande passante de 200 Hz (pour la gamme de fréquences de 9 kHz à 150 kHz) ou de bande passante de 9 kHz (pour la gamme de fréquences de 0,15 MHz à 30 MHz), la sélectivité globale doit être comprise dans les limites données aux figures 2a et 2b. Pour les récepteurs de bande passante de 120 kHz (pour la gamme de fréquences de 30 MHz à 1 000 MHz), la sélectivité globale doit être comprise dans les limites données à la figure 2c. Pour les récepteurs ayant d'autres bandes passantes, les figures 2a, 2b et 2c ne décrivent que la forme, et l'axe de fréquence doit être mis à l'échelle en conséquence.

Les exigences en 4.1.5.2, 4.1.5.3 et 4.1.5.4 s'appliquent.

NOTE Pour la mesure des appareils nécessitant une plus grande sélectivité à la transition entre 130 kHz et 150 kHz (par exemple pour les appareils pour la transmission de signaux sur le réseau électrique basse tension comme définis dans l'EN 50065-1/A2), un filtre passe-haut peut être ajouté avant le récepteur de mesure pour obtenir la sélectivité combinée suivante du récepteur de mesure CISPR et du filtre passe-haut.

Fréquence kHz	Atténuation relative dB
150	≤ 1
146	≤ 6
145	≥ 6
140	≥ 34
130	≥ 81

Il convient que le récepteur de mesure avec le filtre passe-haut remplisse les exigences de cette norme.

4.3.6 Effets d'intermodulation, bruit du récepteur et efficacité d'écran

Les exigences en 4.1.6, 4.1.7 et 4.1.8 s'appliquent.

4.4 Récepteurs de mesure quadratique (mesure de valeur efficace) pour la gamme de fréquences de 9 kHz à 1 000 MHz

4.4.1 Impédance d'entrée

Le circuit d'entrée des récepteurs de mesure doit être asymétrique. Lorsque les réglages des commandes du récepteur sont dans la plage de lecture du CISPR, l'impédance d'entrée nominale doit être de 50 Ω avec un ROS inférieur ou égal à 2,0, lorsque l'affaiblissement RF est nul et 1,2 lorsque l'affaiblissement RF est de 10 dB ou plus.

Impédance d'entrée symétrique dans la gamme de fréquences de 9 kHz à 30 MHz: pour permettre des mesures symétriques, on utilise un transformateur d'entrée symétrique. L'impédance d'entrée préférentielle est de 600 Ω dans la gamme de 9 kHz à 150 kHz. Cette impédance d'entrée symétrique peut être incorporée soit dans le réseau fictif symétrique nécessaire au couplage avec le récepteur, soit dans le récepteur de mesure.

4.4.2 Caractéristiques fondamentales

4.4.2.1 Bande passante

La réponse d'un appareil de mesure quadratique étant proportionnelle à la racine carrée de la bande passante de tous types de perturbations à large bande, la bande passante réelle n'a pas besoin d'être spécifiée. Pour de telles perturbations à large bande, le résultat de la mesure peut être mentionné comme résultat «dans une bande passante 1 kHz». en divisant la valeur mesurée par la racine carrée de la bande passante quadratique donnée en kilohertz. La valeur réelle de la bande passante doit être donnée lorsque le niveau de perturbation est indiqué.

A tolerance of +3 dB to –1 dB is permitted in the frequency range from the lowest repetition frequency usable as determined from overload considerations to a frequency equal to $B_3/2$.

NOTE The theoretical pulse response curves of quasi-peak and average detector receivers, combined on an absolute scale, are shown in figure 1d.

4.3.5 Selectivity

For receivers with a bandwidth of 200 Hz (for frequency range 9 kHz to 150 kHz) or a bandwidth of 9 kHz (for frequency range 0,15 MHz to 30 MHz) the overall selectivity shall be within the limits shown in figures 2a and 2b, respectively. For receivers with a bandwidth of 120 kHz (for frequency range 30 MHz to 1 000 MHz), the overall selectivity shall be within the limits shown in figure 2c. For receivers having other bandwidths, the figures 2a, 2b and 2c describe the shape only, and the frequency axis shall be scaled accordingly.

The requirements of 4.1.5.2, 4.1.5.3 and 4.1.5.4 apply.

NOTE – For the measurement of equipment that requires higher selectivity at the transition between 130 kHz and 150 kHz (e.g. mains signalling equipment as defined in EN 50065-1/A2), a highpass filter may be added in front of the measuring receiver to achieve the following combined selectivity of CISPR measuring receiver and highpass filter:

Frequency kHz	Relative attenuation dB
150	≤ 1
146	≤ 6
145	≥ 6
140	≥ 34
130	≥ 81

The measuring receiver in conjunction with the highpass filter should fulfil the requirements of this standard.

4.3.6 Inter-modulation effects, receiver noise, and screening

The requirements of 4.1.6, 4.1.7 and 4.1.8 apply.

4.4 RMS measuring receivers for the frequency range 9 kHz to 1 000 MHz

4.4.1 Input impedance

The input circuit of measuring receivers shall be unbalanced. For receiver control settings within the CISPR indicating range, the input impedance shall be nominally 50 Ω with a VSWR not to exceed 2,0 to 1 when the RF attenuation is nil and 1,2 to 1 when the RF attenuator is 10 dB or greater.

Symmetric input impedance in the frequency range 9 kHz to 30 MHz: To permit symmetrical measurements a balanced input transformer is used. The preferred input impedance for the frequency range 9 kHz to 150 kHz is 600 Ω . This symmetric input impedance may be incorporated either in the relevant symmetrical artificial network necessary to couple to the receiver or optionally in the measuring receiver.

4.4.2 Fundamental characteristics

4.4.2.1 Bandwidth

Since the response of an r.m.s. meter is proportional to the square root of the bandwidth for any type of broadband disturbance, the actual bandwidth need not be specified. For such broadband disturbance, the measurement result may be quoted as that "in 1 kHz bandwidth", by dividing the measured value by the square root of the power bandwidth given in kilohertz. The actual value of the bandwidth shall be stated when the disturbance level is quoted.

4.4.2.2 Réserve de linéarité

La réserve de linéarité des circuits précédant le détecteur pour une cadence de répétition d'impulsion de n Hz doit être de $1,27 (B_3/n)^{1/2}$, B_3 étant exprimé en Hz.

NOTE 1 Avec ce type de détecteur il n'est en général pas possible de fournir une réserve de linéarité suffisante pour empêcher un fonctionnement non linéaire de l'instrument à des cadences de répétition d'impulsions très basses (la réponse à une impulsion unique n'est pas définie). Dans toute application de ce détecteur, la cadence de répétition d'impulsions minimale sans surcharge doit être déterminée.

NOTE 2 L'annexe A décrit le calcul de la réserve de linéarité.

4.4.3 Précision en tension sinusoïdale

La précision des mesures en tension sinusoïdale doit être meilleure que ± 2 dB lorsque l'on utilise un signal d'entrée sinusoïdal avec une impédance de source résistive de 50 Ω .

4.4.4 Réponses aux impulsions

NOTE Les annexes B et C décrivent les méthodes de détermination des caractéristiques de sortie des générateurs d'impulsions destinés à être utilisés pour le contrôle des exigences du présent paragraphe.

4.4.4.1 Réponse en amplitude

La réponse du récepteur de mesure en bande A aux impulsions d'aire égale à $[278 (B_3)^{-1/2}]$ μ Vs f.é.m. sous une impédance de source de 50 Ω , ayant un spectre uniforme au moins jusqu'à la plus haute fréquence d'accord du récepteur, répétées à une fréquence de 25 Hz, doit être, pour toutes les fréquences d'accord, égale à la réponse à un signal sinusoïdal non modulé à la fréquence d'accord ayant une f.é.m. de 2 mV (66 dB (μ V)) en valeur efficace. Pour les récepteurs de mesure en bandes B, C et D, les valeurs correspondantes sont $[139 (B_3)^{-1/2}]$ μ Vs et 100 Hz. Les impédances de source du générateur d'impulsions et du générateur de signaux doivent être identiques. Une tolérance de $\pm 1,5$ dB est autorisée sur les niveaux de tension sinusoïdale spécifiés ci-dessus.

NOTE 1 L'annexe A décrit le calcul de la réponse aux impulsions du détecteur quadratique. A une fréquence de répétition de 25 Hz et de 100 Hz respectivement, la relation entre les indications d'un récepteur de mesure quadratique et celles d'un récepteur de mesure de quasi-crête de même bande passante est donnée au tableau 9.

NOTE 2 On peut utiliser une valeur plus faible pour l'aire de l'impulsion et réduire en proportion l'amplitude du signal sinusoïdal non modulé pourvu qu'un rapport signal sur bruit suffisant soit conservé.

Tableau 9 – Réponse comparative aux impulsions des récepteurs de mesure quadratique et des récepteurs de quasi-crête

Gamme de fréquences du récepteur de mesure	Fréquence de répétition des impulsions Hz	Rapport de lecture quasi-crête/quadratique dB
9 kHz à 150 kHz (bande A)	25	4,2
0,15 MHz à 30 MHz (bande B)	100	14,3
30 MHz à 1 000 MHz (bandes C et D)	100	20,1

4.4.4.2 Variations en fonction de la fréquence de répétition

La réponse du récepteur de mesure à des impulsions répétées doit être telle que, pour une indication constante sur le récepteur de mesure, la relation entre l'amplitude et la fréquence de répétition soit conforme à la loi suivante:

Amplitude inversement proportionnelle à la racine carrée de la fréquence de répétition

La courbe de réponse d'un récepteur particulier doit être comprise dans les limites du tableau 10.

4.4.2.2 Overload factor

The overload factor for circuits preceding the detector at a pulse repetition rate of n Hz shall be $1,27(B_3/n)^{1/2}$, with B_3 in Hz.

NOTE 1 With this type of detector it will not, in general, be possible to provide a sufficient overload factor to prevent non-linear operation of the instrument at very low pulse repetition rates (the response to a single pulse is not defined). In any application of this detector, the minimum pulse repetition rate without overload shall be determined.

NOTE 2 Annex A describes the calculation for the overload factor.

4.4.3 Sine-wave voltage accuracy

The accuracy of measurement of sine-wave voltages shall be better than ± 2 dB when supplied with a sine-wave signal at 50 Ω resistive source impedance.

4.4.4 Response to pulses

NOTE Annexes B and C describe methods for determining the output characteristics of pulse generators for use in testing the requirements of this clause.

4.4.4.1 Amplitude relationship

The response of the measuring receiver for band A to pulses of impulse area $[278 (B_3)^{-1/2}]$ μ Vs e.m.f. at 50 Ω source impedance having a uniform spectrum up to at least the highest tuneable frequency of the receiver, repeated at a frequency of 25 Hz shall, for all frequencies of tuning, be equal to the response to an unmodulated sine-wave signal at the tuned frequency having an e.m.f. of 2 mV (66 dB(μ V)) r.m.s. For the measuring receivers for bands B, C and D, the corresponding values are $[139 (B_3^{-1/2})]$ μ Vs and 100 Hz. The source impedances of the pulse generator and the signal generator shall both be the same. A tolerance of $\pm 1,5$ dB is permitted in the sine-wave voltage levels prescribed above.

NOTE 1 Annex A describes the calculation for the pulse response of the r.m.s. detector. At a repetition frequency of 25 Hz and 100 Hz, respectively, the relationship between the indications of an r.m.s. and a quasi-peak measuring receiver of the same bandwidth is given in table 9.

NOTE 2 A lower impulse area may be used together with a proportionally lower amplitude for the unmodulated sine-wave input, provided sufficient signal-to-noise ratio is maintained.

Table 9 – Relative pulse response of r.m.s. and quasi-peak measuring receivers

Frequency range of measuring receiver	Pulse repetition range Hz	Ratio quasi-peak/r.m.s. indications dB
9 kHz to 150 kHz (band A)	25	4,2
0,15 MHz to 30 MHz (band B)	100	14,3
30 MHz to 1 000 MHz (bands C and D)	100	20,1

4.4.4.2 Variation with repetition frequency

The response of the measuring receiver to repeated pulses shall be such that, for a constant indication on the measuring receiver, the relationship between amplitude and repetition frequency shall be in accordance with the following law:

$$\text{Amplitude proportional to (repetition frequency)}^{-1/2}$$

The response curve for a particular receiver shall lie between the limits in table 10.

Tableau 10 – Réponses des récepteurs de mesure quadratique aux impulsions

Fréquence de répétition Hz	Niveau relatif équivalent de l'impulsion (dB)	
	Bande A	Bandes B, C et D
1 000	–	–10 ± 1,0
100	–6 ± 0,6	0 (réf.)
25	0 (réf.)	+6 ± 0,6
20	+1 ± 0,7	+7 ± 0,7
10	+4 ± 1,0	+10 ± 1,0
2	+11 ± 1,7	+17 ± 1,7
1	+14 ± 2,0	+20 ± 2,0

4.4.5 Sélectivité

Comme les exigences de bande passante en 4.4.2.1 permettent de s'écarter des bandes passantes données aux figures 2a, 2b et 2c, les courbes de sélectivité s'appliquent aux récepteurs de mesure quadratique en terme de forme seulement, et l'axe des fréquences doit être mis à l'échelle en conséquence. Par exemple, $B_0/2$ correspond à 100 Hz dans la figure 2a.

Les exigences de 4.1.5.2, 4.1.5.3 et 4.1.5.4 s'appliquent.

4.4.6 Effets d'intermodulation, bruit du récepteur et efficacité d'écran

Les exigences de 4.1.6, 4.1.7 et 4.1.8 s'appliquent.

4.5 Analyseurs de spectre et récepteurs à balayage

4.5.1 Analyseurs de spectre et récepteurs à balayage pour la gamme de fréquences de 9 kHz à 1 000 MHz

Les analyseurs de spectre et récepteurs à balayage destinés à être utilisés pour la mesure des perturbations dans la gamme de fréquences de 9 kHz à 1 000 MHz doivent être conformes aux exigences des articles 4.1, 4.2 ou 4.3.

4.5.2 Analyseurs de spectre et récepteurs à balayage pour la gamme de fréquences de 1 GHz à 18 GHz

L'analyseur de spectre est l'appareil le plus communément utilisé pour les mesures au-dessus de 1 GHz. La méthode de mesure dans cette gamme est basée sur cet appareil. Cependant, cela n'exclut pas l'utilisation de récepteurs de mesure à balayage séquentiel en fréquence. Les indications ci-dessous s'appliquent si appropriées.

Les exigences concernant les appareils de mesure pour la gamme de fréquences de 1 GHz à 18 GHz sont indiquées ci-dessous:

a) Bande de résolution (RBW)

De façon générale, pour les mesures au-dessus de 1 GHz, la bande de résolution (RBW) du récepteur de mesure doit être de 1 MHz. Dans des cas justifiés, selon le système à protéger, la source et la limite d'émission, une RBW plus étroite ou plus large peut être spécifiée par le comité de produit concerné.

La valeur choisie doit être définie avec une tolérance de $\pm 10\%$ (1 MHz $\pm 10\%$ par exemple). Cette RBW doit être définie comme la largeur de bande impulsionnelle de l'appareil de mesure.

Table 10 – Pulse response of r.m.s. receiver

Repetition frequency Hz	Relative equivalent level of pulse in (dB)	
	Band A	Bands B, C and D
1 000	–	$-10 \pm 1,0$
100	$-6 \pm 0,6$	0 (ref.)
25	0 (ref.)	$+6 \pm 0,6$
20	$+1 \pm 0,7$	$+7 \pm 0,7$
10	$+4 \pm 1,0$	$+10 \pm 1,0$
2	$+11 \pm 1,7$	$+17 \pm 1,7$
1	$+14 \pm 2,0$	$+20 \pm 2,0$

4.4.5 Selectivity

Since the bandwidth requirements of 4.4.2.1 allow variations from the bandwidths given in figures 2a, 2b and 2c, these selectivity curves apply to r.m.s. measuring receivers as regards shape only, and the frequency axis shall be scaled accordingly. For example, $B_6/2$ corresponds to 100 Hz in figure 2a.

The requirements of 4.1.5.2, 4.1.5.3 and 4.1.5.4 apply.

4.4.6 Inter-modulation effects, receiver noise, and screening

The requirements of 4.1.6, 4.1.7 and 4.1.8 apply.

4.5 Spectrum analyzers and scanning receivers

4.5.1 Spectrum analyzers and scanning receivers for the frequency range 9 kHz to 1 000 MHz

Spectrum analyzers and scanning receivers intended for the measurement of disturbance in the frequency range 9 kHz to 1 000 MHz shall comply with the performance requirements specified in 4.1, 4.2 or 4.3.

4.5.2 Spectrum analyzers and scanning receivers for the frequency range 1 GHz to 18 GHz

The spectrum analyzer is the most commonly used equipment for measurements above 1 GHz. The measurement method in this range is based on this equipment. The use of measuring receivers with stepped frequency scanning is however not excluded. The indications below apply, as appropriate.

Requirements for measuring apparatus in the frequency range 1 GHz to 18 GHz are listed below:

a) Resolution bandwidth (RBW)

For general measurements above 1 GHz, the resolution bandwidth (RBW) of the measuring receiver shall be 1 MHz. In justified cases, depending on the system to be protected, the source and the emission limit, narrower or wider RBW may be specified by the relevant product committee.

The chosen value shall be defined with a tolerance of $\pm 10\%$ (1 MHz $\pm 10\%$ for example). This RBW shall be defined as the impulse bandwidth of the measuring apparatus.

b) Détecteur

Le détecteur de crête est le détecteur normal des analyseurs de spectre; il est par conséquent le détecteur recommandé pour la mesure des émissions au-dessus de 1 GHz. Une fonction de maintien du maximum peut être utilisée pour les signaux variant dans le temps.

Des mesures supplémentaires avec un détecteur pondéré peuvent également être appliquées à certains produits ou familles de produits si cela est approprié pour évaluer leur pouvoir perturbateur vis-à-vis de systèmes radioélectriques. Une fonction de pondération peut être réalisée en réduisant la bande vidéo de l'analyseur de spectre.

NOTE Pour les mesures pondérées basées sur une réduction de la bande vidéo, il convient de prendre soin que le temps de balayage soit suffisamment long pour permettre au filtre de la bande vidéo de répondre de façon correcte.

c) Bande vidéo (VBW)

Pour les mesures avec un détecteur de crête, la bande vidéo (VBW) doit être supérieure à la RBW (1 MHz, voir 4.5.2a)). Sur les appareils de mesure généralement disponibles, cela correspond à une VBW trois fois supérieure à la RBW.

Pour réaliser des mesures pondérées, il convient que la VBW soit réglée à une valeur inférieure à la largeur de bande de modulation du signal mesuré. L'évaluation de la VBW correcte peut être réalisée en réduisant la VBW jusqu'à ce que l'amplitude indiquée varie de moins de 1 dB environ. Les exigences pour la réserve de linéarité des étages précédant le détecteur sont à l'étude.

NOTE Pour les mesures avec un détecteur de crête, le signal de sortie du détecteur de crête peut être lu sur l'afficheur en utilisant soit le mode linéaire soit le mode logarithmique. Pour les mesures pondérées, si un affichage linéaire est utilisé, le résultat correspond au niveau moyen du signal mesuré; si un affichage logarithmique est utilisé, le résultat correspond à la moyenne des valeurs logarithmiques du signal mesuré. En conséquence, pour un signal carré de valeurs successives de 20 dB(μV) et 60 dB(μV), le niveau obtenu en mode logarithmique est de 40 dB(μV), alors qu'il est de 54,1 dB(μV) en mode linéaire. Ce niveau représente la valeur moyenne réelle du signal.

d) Efficacité d'écran

Pour la gamme de fréquences de 1 GHz à 18 GHz, l'efficacité d'écran est à l'étude.

e) Filtre d'entrée

Un filtre doit être prévu à l'entrée de l'analyseur de spectre pour introduire un affaiblissement suffisant à la fréquence fondamentale de certains appareils en essai pour éviter de surcharger et d'endommager les circuits d'entrée de l'analyseur et de produire des harmoniques ou des signaux d'intermodulation lorsqu'on mesure des signaux parasites faibles en présence d'un signal fondamental fort.

NOTE 1 Un affaiblissement par un filtre de 30 dB à la fréquence fondamentale de l'appareil en essai est en général suffisant.

NOTE 2 Plusieurs filtres de ce type peuvent être nécessaires lorsqu'il existe plusieurs fréquences fondamentales.

f) Affichage

Pour permettre des observations visuelles lorsqu'on utilise les vitesses de balayage les plus lentes, l'analyseur de spectre doit être équipé d'un dispositif de mémorisation de l'affichage.

g) Temps de balayage

Il convient de pouvoir faire varier le temps de balayage pour la gamme de fréquences considérée, par exemple de 0,1 s à 10 s.

NOTE La définition d'autres paramètres de l'appareil de mesure tels que l'impédance d'entrée, la linéarité, la précision en tension sinusoïdale, l'étalonnage absolu, etc., est actuellement à l'étude.

b) Detector

The peak detector is a standard detector on spectrum analyzers and is therefore the preferred detector for emission measurements above 1 GHz. A maximum hold function may be used for signals varying with time.

Additional measurements with a weighting detector may also be applicable to some products or product families if it is appropriate to evaluate its interfering potential towards radio systems. A weighting function can be achieved by reducing the video bandwidth of the spectrum analyzer.

NOTE – For weighted measurements based on a reduction of the video bandwidth, care should be taken that the scanning time is sufficiently long to allow the video filter to respond in a correct way.

c) Video bandwidth (VBW)

For measurements with a peak detector, the VBW shall be higher than the RBW (1 MHz, see 4.5.2 a)). On generally available measuring equipment, this corresponds to a VBW set to three times the RBW.

To reach weighted measurements, the VBW should be set to a value lower than the modulation bandwidth of the signal to be measured. The evaluation of the correct VBW can be done by reducing the VBW until the indicated amplitude changes by less than approximately 1 dB. Linearity reserve requirements for the stages preceding the detector are under consideration.

NOTE For peak measurements, the output signal of the peak detector can be read from the display operating in either the linear or the logarithmic mode. For weighted measurements, if the linear mode is used, the result will correspond to the average level of the measured signal; if the logarithmic mode is used, the result will correspond to the average of the logarithmic values of the measured signal. Thus, for a square signal taking alternatively the values 20 dB(μ V) and 60 dB(μ V), the level obtained in the logarithmic mode is 40 dB(μ V), whereas in the linear mode, the level of 54,1 dB(μ V) represents the true average value of the signal.

d) Screening effectiveness

For the frequency range of 1 GHz to 18 GHz, the screening effectiveness is under consideration.

e) Input filter

A filter shall be provided at the input of the spectrum analyzer to give sufficient attenuation at the fundamental frequency of certain equipment under test to protect the input circuits of the analyzer from overload and damage and to prevent the generation of harmonic and intermodulation signals when measuring weak spurious signals in the presence of a strong fundamental signal.

NOTE 1 30 dB filter attenuation at the fundamental frequency of the equipment under test is normally adequate.

NOTE 2 A number of such filters may be required to deal with more than one fundamental frequency.

f) Display

To permit visual observations while using the slower sweep times, the spectrum analyzer shall be provided with some form of display storage.

g) Scanning time

The scan time for the displayed frequency range should be capable of being varied, e.g., from 0,1 s to 10 s.

NOTE The definition of additional parameters of the measuring apparatus such as input impedance, linearity, sine-wave voltage accuracy, absolute calibration, etc. is presently under consideration.

4.6 Voltmètre basse fréquence

Pour le CISPR, un voltmètre est nécessaire à la réalisation de contrôles. Lorsqu'il est branché à la sortie d'un bon récepteur de radio, ce voltmètre doit donner des mesures significatives comparées à un récepteur de mesure de quasi-crête CISPR standard. Il convient de noter, cependant, que l'utilisation de l'appareil de mesure de cette manière, comparée à un récepteur normal du CISPR, est limitée en performances par la bande passante, la surcharge, la non-linéarité et les réponses parasites du récepteur de radio. La CEI a préparé des spécifications* pour la mesure du bruit à la sortie basse fréquence des récepteurs.

Le voltmètre permet également d'évaluer les performances des systèmes basse fréquence soumis à du bruit continu et impulsif. Il contient divers circuits qui peuvent être choisis suivant la fonction que l'on désire. Lorsqu'une fonction spécifique est choisie, seuls les circuits nécessaires à cette fonction sont utilisés.

Un schéma de principe du voltmètre est donné à la figure 4.

4.6.1 Caractéristiques fondamentales

4.6.1.1 Impédance d'entrée

L'impédance d'entrée assignée doit avoir une ou plusieurs des valeurs suivantes, en asymétrique, 50 Ω et une haute impédance au moins égale à 6 000 Ω et, en symétrique, 600 Ω .

La symétrisation de l'entrée 600 Ω doit être telle que lorsqu'une tension U est appliquée entre la masse du voltmètre et le point milieu d'une résistance de 600 Ω branchée sur les bornes d'entrée, l'indication de sortie ne dépasse pas 0,1 mV. La valeur de la tension U pour l'essai doit être conforme au tableau 11:

Tableau 11 – Exigences de symétrisation

Fréquence Hz	Tension d'entrée asymétrique pour une tension de sortie symétrique de 0,1 mV U V	Réjection de mode commun dB
50	200	126
250	40	112
1 000	10	100

4.6.1.2 Sensibilité

La gamme de mesure du voltmètre pour une fréquence d'entrée de 1 kHz doit couvrir de 0,3 mV pleine échelle à 1 V pleine échelle.

4.6.1.3 Réponse en fréquences

La réponse des composants du voltmètre aux signaux d'entrée sinusoïdaux doit être conforme aux exigences suivantes:

- Réponse en fréquences de l'amplificateur large bande: 3 dB à 16 Hz et 16 kHz
- Filtre psophométrique (service téléphonique): voir figure 5**
- Filtre psophométrique (radiodiffusion): voir figure 6***

* La CEI 60315-3 pour les récepteurs en modulation d'amplitude.
La CEI 60315-4 pour les récepteurs en modulation de fréquence

** Voir la Recommandation P.53 du CCITT, Psophomètres (appareils pour la mesure objective des bruits de circuits) volume V du Livre Bleu (1989).

*** Voir Recommandation 468-4 (1990) du CCIR.

4.6 Audio-frequency voltmeter

In the CISPR, a voltmeter is needed which can be utilized for checking purposes, which when connected to the output of a good radio receiver will give significant measurements compared with a standard CISPR quasi-peak measuring receiver. It should be noted, however, that the use of the meter in this manner as compared to a normal CISPR receiver will be limited in performance by the bandwidth, overload, non-linearity and spurious responses of the radio receiver. The IEC has prepared specifications* for measuring noise at the audio output of receivers.

The voltmeter also enables assessment to be made of the performance of audio systems subjected to continuous and impulsive noise. It contains various circuits which can be selected depending on the function to be served. Where a specific function is desired, only those circuits necessary for that function need be included.

A block diagram of the voltmeter is shown in figure 4.

4.6.1 Fundamental characteristics

4.6.1.1 Input impedance

The rated input impedance shall be one or more of the following values, unbalanced, 50 Ω and a high impedance not less than 6 000 Ω , and balanced, 600 Ω .

The balance of the 600 Ω input shall be such that when a voltage U is applied between the voltmeter ground and the mid-point of a 600 Ω resistor connected across the input terminals, the output indication shall not exceed 0,1 mV. The value of the voltage U for the test shall be in accordance with table 11:

Table 11 – Balance requirement

Frequency Hz	Asymmetrical input voltage for 0,1 mV symmetrical output voltage U (V)	Common mode rejection dB
50	200	126
250	40	112
1 000	10	100

4.6.1.2 Sensitivity

The measuring range of the voltmeter for an input frequency of 1 kHz shall cover 0,3 mV full scale to 1 V full scale.

4.6.1.3 Frequency response

The response of the components of the voltmeter to sine-wave input signals shall be as follows:

- frequency response of the wideband amplifier: 3 dB at 16 Hz and 16 kHz
- telephone psophometric filter: see figure 5**
- sound programme psophometric filter: see figure 6***

* IEC 60315-3 for a.m. receivers.
IEC 60315-4 for f.m. receivers.

** See CCITT Recommendation P.53, Psophometers (apparatus for the objective measurement of circuit noise). *Blue Book*, Vol. V (1989).

*** See CCIR Recommendation 468-4 (1990).

4.6.2 Précision en tension sinusoïdale

La précision des mesures en tension sinusoïdale doit être meilleure que ± 2 dB lorsque l'on utilise un signal d'entrée sinusoïdal avec une impédance de source résistive de 50 Ω .

4.6.3 Blindage

Le blindage de l'appareil de mesure doit être tel que lorsqu'il est immergé dans un champ magnétique alternatif de 1 A/m à la fréquence de l'alimentation, l'erreur soit inférieure à 1 dB pour tous les niveaux de mesure.

NOTE Les spécifications d'efficacité d'écran aux champs électromagnétiques ambiants sont à l'étude.

4.6.4 Exigences pour l'utilisation en voltmètre de quasi-crête

On utilise le filtre psophométrique de radiodiffusion.

4.6.4.1 Caractéristiques fondamentales du voltmètre de quasi-crête

La réponse aux impulsions définies dans 4.6.4.2 et 4.6.4.3 est calculée sur la base des caractéristiques fondamentales nominales suivantes:

- Réserve de linéarité 30 dB
- Constante de temps à la charge 1 ms
- Constante de temps à la décharge 160 ms
- Constante de temps mécanique de l'instrument de mesure réglé à l'amortissement critique 160 ms

NOTE En utilisation avec un récepteur de mesure, les constantes de temps doivent être réglées pour être conformes aux exigences de 4.6.4.2 et 4.6.4.3.

4.6.4.2 Réponses aux impulsions

La réponse à des impulsions positives ou négatives d'aire égale à 0,075 μ Vs f.é.m., ayant un spectre uniforme jusqu'à 20 kHz et répétées à la fréquence de 100 Hz, doit être égale à la réponse à un signal sinusoïdal de 1 000 Hz ayant une f.é.m. de valeur efficace de 2 mV (66 dB(μ V)). Les impédances de source du générateur d'impulsions et du générateur de signal sinusoïdal doivent être identiques. Une tolérance de $\pm 1,5$ dB est autorisée sur le niveau de tension sinusoïdale.

4.6.4.3 Variations en fonction de la fréquence de répétition des impulsions

La réponse du voltmètre à des impulsions répétées doit être telle que, pour une indication constante de l'appareil de mesure, la relation entre l'amplitude des impulsions et la fréquence de répétition des impulsions soit comprise dans les limites figurant dans le tableau 12:

Tableau 12 – Exigences pour la réponse aux impulsions

Fréquence de répétition Hz	Niveau équivalent relatif des impulsions dB
1 000	$-4,5 \pm 1,0$
100	0 (référence)
20	$6,5 \pm 1,0$
5	$14,5 \pm 2,0$
Impulsion isolée	$23,5 \pm 3,0$

4.6.2 Sine-wave voltage accuracy

The accuracy of measurement of sine-wave voltages shall be better than ± 2 dB when supplied with a sine-wave signal at 50 Ω resistive source impedance.

4.6.3 Screening

The screening of the meter shall be such that when it is immersed in an alternating magnetic field of 1 A/m at the mains supply frequency, an error of not greater than 1 dB is produced at any measuring level.

NOTE Specifications of screening effectiveness to ambient electromagnetic fields are under consideration.

4.6.4 Requirements for use as a quasi-peak meter

The sound programme psophometric filter shall be used.

4.6.4.1 Quasi-peak meter fundamental characteristics

The response to pulses as specified in 4.6.4.2 and 4.6.4.3 are calculated on the basis of the following nominal fundamental characteristics.

- Overload factor 30 dB
- Charging time constant 1 ms
- Discharging time constant 160 ms
- Mechanical time constant of the critically damped indicating instrument 160 ms

NOTE When used with a measuring receiver, the time constants shall be adjusted to suit the requirements of 4.6.4.2 and 4.6.4.3.

4.6.4.2 Response to pulses

The response to both positive and negative pulses of impulse strength 0,075 μ Vs having a uniform spectrum up to at least 20 kHz, repeated at a frequency of 100 Hz, shall be equal to the response to a 1 000 Hz sine-wave having an e.m.f. of r.m.s. value of 2 mV (66 dB(μ V)). The source impedances of the pulse generator and the sine-wave generator shall be the same. A tolerance of $\pm 1,5$ dB is permitted on the sine-wave voltage level.

4.6.4.3 Variation with repetition frequency

The response of the meter to repeated pulses shall be such that for a constant indication on the meter, the relationship between amplitude and repetition frequency shall be in accordance with the limits quoted in table 12:

Table 12 – Pulse response requirement

Repetition frequency Hz	Relative equivalent level of pulse dB
1 000	$-4,5 \pm 1,0$
100	0 (reference)
20	$6,5 \pm 1,0$
5	$14,5 \pm 2,0$
Isolated pulse	$23,5 \pm 3,0$

4.6.5 Exigences pour l'utilisation en voltmètre quadratique (de mesure de valeur efficace)

4.6.5.1 Caractéristiques fondamentales du voltmètre quadratique

La constante de temps du circuit électrique du voltmètre ne doit pas dépasser 1 s.

4.6.5.2 Réponse aux impulsions

Soit B_3 la bande passante à 3 dB, exprimée en hertz, d'un voltmètre quadratique basse fréquence, y compris la pondération de fréquence due au filtre psophométrique, si elle existe. La réponse du voltmètre quadratique à des impulsions d'aire $139 (B_3)^{-1/2} \mu\text{Vs}$, ayant un spectre uniforme jusqu'à 20 kHz au moins et répétées à la fréquence de 100 Hz, doit être égale à la réponse à un signal sinusoïdal à la fréquence donnant l'indication maximale et ayant une valeur efficace de 2 mV. Les impédances de source du générateur d'impulsions et du générateur de signal sinusoïdal doivent être identiques. L'écart toléré entre les deux réponses est de $\pm 1,5$ dB.

4.6.5.3 Variations en fonction de la fréquence de répétition des impulsions

La réponse du voltmètre à des impulsions répétées doit être telle que, pour une indication constante de l'appareil de mesure, la relation entre l'amplitude des impulsions et la fréquence de répétition des impulsions soit conforme à la loi suivante.

Amplitude inversement proportionnelle à la racine carrée de la fréquence de répétition.

Une tolérance de $\pm 1/10$ du niveau équivalent d'impulsion en décibels, par rapport au niveau pour une fréquence de répétition de 100 Hz est autorisée.

NOTE La fréquence de répétition la plus basse, à laquelle il est possible de faire des mesures correctes, est déterminée par la bande passante globale du voltmètre et d'un récepteur (ou d'un filtre) qui pourrait le précéder ainsi que par la réserve de linéarité du voltmètre (en admettant que le récepteur qui le précède ne soit pas saturé). Dans le cas d'une bande passante à basse fréquence de 9 kHz à 6 dB et une réserve de linéarité de 30 dB (comme pour le voltmètre de quasi-crête), la fréquence de répétition la plus basse est de 12 Hz.

5 Matériels auxiliaires

5.1 Réseaux fictifs

Un réseau fictif est nécessaire pour fournir une impédance RF définie aux bornes de l'appareil en cours d'essai, pour isoler le circuit d'essai des signaux RF indésirables issus du réseau d'alimentation basse tension, et pour délivrer la tension perturbatrice au récepteur de mesure.

Il existe deux types principaux de réseaux fictifs, le réseau en V qui délivre des tensions non symétriques, et le réseau en delta qui délivre les tensions symétriques et asymétriques séparément.

Il y a trois bornes pour chaque type de conducteur d'alimentation: la borne permettant le branchement au réseau basse tension, la borne appareil permettant le branchement à l'appareil en essai, et la borne de sortie de perturbation pour le branchement à l'appareil de mesure.

NOTE Des exemples de circuit de réseaux fictifs sont donnés à l'annexe F.

5.1.1 Impédance du réseau

L'impédance d'un réseau fictif est la valeur de l'impédance par rapport à la terre de référence, mesurée sur une borne appareil lorsque la borne de sortie de perturbation correspondante est chargée par 50Ω .

4.6.5 Requirements for use as an r.m.s. meter

4.6.5.1 RMS meter fundamental characteristic

The time constant of the electrical circuit of the voltmeter shall be not longer than 1 s.

4.6.5.2 Response to pulses

For an r.m.s. audio voltmeter with a 3 dB bandwidth B_3 in Hz including the frequency weighting due to the psophometric filter, if any, the response of the meter to pulses of impulse area $139(B_3)^{-1/2} \mu\text{Vs}$ having a uniform spectrum up to at least 20 kHz, repeated at a frequency of 100 Hz, shall be equal to the response to a sine-wave having an r.m.s. value of 2 mV at the frequency giving the greatest response. The source impedances of the pulse generator and the sine-wave generator shall be the same. A difference of $\pm 1,5$ dB between the two responses is allowed.

4.6.5.3 Variation with repetition frequency

The response of the voltmeter to repeated pulses shall be such that for a constant indication on the meter, the relationship between amplitude of pulses and repetition frequency shall be in accordance with:

Amplitude proportional to (repetition frequency)^{-1/2}

A tolerance of $\pm 1/10$ of the relevant equivalent level of pulse in decibels referred to the level at 100 Hz repetition frequency is allowed.

NOTE The lowest repetition frequency at which it is possible to measure accurately is determined by the overall bandwidth of the voltmeter and a possible receiver (or filter) before it and by the overload factor of the meter (assuming the receiver is not being overloaded). For a low-frequency passband of 9 kHz at 6 dB down and 30 dB overload factor (as for the quasi-peak voltmeter) the lowest repetition frequency is 12 Hz.

5 Ancillary apparatus

5.1 Artificial mains networks

An artificial mains network is required to provide a defined impedance at radio frequencies at the terminals of the equipment under test, to isolate the test circuit from unwanted radio-frequency signals on the supply mains, and to couple the disturbance voltage to the measuring receiver.

There are two basic types of artificial mains networks, the V-network which couples the unsymmetric voltages, and the delta-network which couples the symmetric and the asymmetric voltages separately.

For each mains conductor, there are three terminals: the mains terminal for connection to the supply mains, the equipment terminal for connection to the equipment under test, and the disturbance output terminal for connection to the measuring equipment.

NOTE Examples of circuits of artificial mains networks are given in annex F.

5.1.1 Network impedance

The impedance of an artificial mains network is the magnitude of the impedance with respect to reference earth measured at an equipment terminal when the corresponding disturbance output terminal is terminated with 50 Ω .

L'impédance aux bornes appareil d'un réseau fictif définit l'impédance de charge présentée à l'appareil en essai. Pour cette raison, lorsqu'une borne de sortie perturbation n'est pas raccordée au récepteur de mesure, elle doit être chargée par $50\ \Omega$.

L'impédance de chaque conducteur d'alimentation d'un réseau doit être conforme à 5.1.2, 5.1.3, 5.1.4, 5.1.5 ou 5.1.6 selon le cas, pour toutes valeurs d'impédance externe, y compris un court-circuit ou lorsque le filtre RF décrit en 5.1.7, est branché entre la borne alimentation correspondante et la terre de référence. Cette exigence doit être remplie à toutes les températures que le réseau peut atteindre dans des conditions normales, pour des courants permanents jusqu'aux valeurs maximales spécifiées. Cette exigence doit également être remplie pour les courants de crête jusqu'aux valeurs maximales spécifiées.

5.1.2 Réseau fictifs en $V\ 50\ \Omega/50\ \mu H + 5\ \Omega$ (utilisable dans la gamme de fréquences de 9 kHz à 150 kHz)

Le réseau doit présenter la caractéristique impédance/fréquence indiquée en figure 7a, dans la gamme de fréquences concernée. Une tolérance de $\pm 20\ \%$ est autorisée.

NOTE Ce réseau peut être construit de telle manière qu'il puisse satisfaire aux exigences d'impédance combinées du présent paragraphe et de 5.1.3.

5.1.3 Réseau fictif en $V\ 50\ \Omega/50\ \mu H$ (utilisable dans la gamme de fréquences de 0,15 MHz à 30 MHz)

Le réseau doit présenter la caractéristique impédance/fréquence indiquée en figure 7b, dans la gamme de fréquences concernée. Une tolérance de $\pm 20\ \%$ est autorisée.

NOTE Le réseau fictif en $V\ 50\ \Omega/50\ \mu H + 5\ \Omega$ donné en 5.1.2 peut également remplir la condition d'impédance du présent paragraphe.

5.1.4 Réseau fictif en $V\ 50\ \Omega/5\ \mu H + 1\ \Omega$ (utilisable dans la gamme de fréquences de 150 kHz à 100 MHz)

Le réseau doit présenter la caractéristique impédance/fréquence indiquée en figure 8. Une tolérance de $\pm 20\ \%$ est autorisée.

5.1.5 Réseau fictif en $V\ 150\ \Omega$ (utilisable dans la gamme de fréquences de 150 kHz à 30 MHz)

Le réseau doit présenter une impédance de valeur $150 \pm 20\ \Omega$ avec un angle de phase ne dépassant pas 20° .

5.1.6 Réseau fictif en delta $150\ \Omega$ (utilisable dans la gamme de fréquences de 150 kHz à 30 MHz)

Le réseau doit présenter une impédance de valeur $150 \pm 20\ \Omega$ avec un angle de phase ne dépassant pas 20° , entre les deux bornes appareil et entre les deux bornes appareil réunies et la terre de référence.

Pour la mesure de la tension symétrique, un transformateur blindé et symétrique est nécessaire. Pour éviter une modification importante de l'impédance du réseau, l'impédance d'entrée du transformateur ne doit pas être inférieure à $1\ 000\ \Omega$ à toutes les fréquences concernées. La tension mesurée par le récepteur de mesure dépend des valeurs des composants du réseau et du rapport du transformateur. Le réseau doit être étalonné.

The impedance at the equipment terminals of the artificial mains network defines the termination impedance presented to the equipment under test. For this reason, when a disturbance output terminal is not connected to the measuring receiver, it shall be terminated by $50\ \Omega$.

The impedance of each of the mains conductors of the network shall comply with 5.1.2, 5.1.3, 5.1.4, 5.1.5 or 5.1.6 as appropriate, for any value of external impedance, including a short circuit or the RF filter described in 5.1.7, connected between the corresponding mains terminal and reference earth. This requirement shall be met at all temperatures which the network may reach under normal conditions for continuous currents up to the specified maximum. The requirement shall also be met for peak currents up to the specified maximum.

5.1.2 $50\ \Omega/50\ \mu\text{H} + 5\ \Omega$ artificial mains V-network (for use in the frequency range 9 kHz to 150 kHz)

The network shall have the impedance versus frequency characteristic shown in figure 7a in the relevant frequency range. A tolerance of $\pm 20\%$ is permitted.

NOTE This network may be constructed such that it can meet the combined impedance requirements of this subclause and 5.1.3.

5.1.3 $50\ \Omega/50\ \mu\text{H}$ artificial mains V-network (for use in the frequency range 0,15 MHz to 30 MHz)

The network shall have the impedance versus frequency characteristic shown in figure 7b in the relevant frequency range. A tolerance of $\pm 20\%$ is permitted.

NOTE The $50\ \Omega/50\ \mu\text{H} + 5\ \Omega$ artificial mains V-network of 5.1.2 may also meet the impedance requirement of this subclause.

5.1.4 $50\ \Omega/5\ \mu\text{H} + 1\ \Omega$ artificial mains V-network (for use in the frequency range 150 kHz to 100 MHz)

The network shall have the impedance versus frequency characteristic shown in figure 8. A tolerance of $\pm 20\%$ is permitted.

5.1.5 $150\ \Omega$ artificial mains V-network (for use in the frequency range 150 kHz to 30 MHz)

The network shall have an impedance of magnitude $150 \pm 20\ \Omega$ with a phase angle not exceeding 20° .

5.1.6 $150\ \Omega$ artificial mains delta-network (for use in the frequency range 150 kHz to 30 MHz)

The network shall have an impedance of magnitude $150 \pm 20\ \Omega$ with a phase angle not exceeding 20° , both between the equipment terminals and between the two equipment terminals joined together and reference earth.

For the measurement of the symmetric voltage, a screened and balanced transformer is required. To avoid appreciable modification of the impedance of the network, the input impedance of the transformer shall be not less than $1\ 000\ \Omega$ at all frequencies concerned. The voltage measured by the measuring receiver depends on the network component values and the transformer ratio. The network shall be calibrated.

5.1.6.1 Symétrie d'un réseau fictif en delta de 150 Ω

La symétrie du système comprenant le réseau et le récepteur de mesure connecté au réseau par l'intermédiaire du transformateur doit être telle que la mesure de la tension symétrique ne soit pas affectée de manière significative par la présence d'une tension asymétrique. La symétrie doit être mesurée à l'aide du circuit donné en figure 9.

Une tension U_a est injectée à partir d'un générateur d'impédance interne égale à 50 Ω , entre la terre de référence et le point milieu de deux résistances de 200 $\Omega \pm 1\%$. L'autre extrémité de ces résistances est raccordée aux bornes appareil du réseau fictif.

La tension U_s est mesurée en position mesure de tension symétrique. Le rapport U_a/U_s doit être supérieur à 20:1 (soit 26 dB).

5.1.7 Découplage

Pour s'assurer, à toutes les fréquences d'essai, que des signaux parasites existant sur le réseau d'alimentation basse tension n'affectent pas la mesure, un filtre passe-bas RF supplémentaire peut être nécessaire; il est alors inséré entre le réseau fictif et le réseau d'alimentation. Ce filtre étant inséré, les conditions d'impédance données en 5.1.2, 5.1.3, 5.1.4, 5.1.5 et 5.1.6 doivent être remplies. Les composants de ce filtre doivent être enfermés dans un blindage métallique directement raccordé à la terre de référence du système de mesure.

5.1.8 Courants maximaux et chute de tension série

Les courants permanents maximaux et le courant de crête maximal doivent être spécifiés. La tension appliquée à l'appareil en essai lors du passage de courants permanents jusqu'aux valeurs maximales ne doit pas être inférieure à 95 % de la tension d'alimentation aux bornes alimentation du réseau fictif.

5.1.9 Prise de terre de référence modifiée

La mesure de certains types d'appareil peut nécessiter l'insertion d'une impédance dans le conducteur de terre de référence dans les réseaux fictifs donnés en 5.1.2 et 5.1.3, en raison des conditions requises par les publications relatives à ces appareils. Cette impédance est insérée au point repéré X sur le conducteur de terre de référence dans les figures 23 et 24. L'impédance à insérer est soit une inductance de 1,6 mH, soit une impédance conforme aux exigences de 5.1.2 ou 5.1.3, selon la gamme de fréquences.

NOTE Pour des raisons de sécurité, la résistance de 5 Ω mentionnée en 5.1.2 peut être omise.

5.1.10 Étalonnage du facteur de division en tension des réseaux fictifs en V

Le facteur de division en tension entre l'accès pour l'appareil en essai et l'accès de sortie RF du réseau fictif en V doit être mesuré et pris en compte lors de la mesure de la tension perturbatrice. Une procédure de mesure du facteur de division en tension est donnée à l'article F.8.

5.2 Sondes de courant et de tension

5.2.1 Sondes de courant

Il est possible de mesurer les courants perturbateurs asymétriques dans les câbles sans contact électrique direct avec le conducteur source de ce courant et sans modification du circuit, en utilisant des pinces-transformateurs de courant conçues spécialement à cet effet. L'utilité de cette méthode est évidente: des systèmes de câblage complexes, des circuits électroniques, etc., peuvent être mesurés sans interrompre le fonctionnement normal, ni modifier la configuration. La sonde de courant est construite de façon à pouvoir se refermer autour du conducteur à mesurer. Le conducteur représente un bobinage primaire monotour. Le bobinage secondaire est intégré dans la sonde de courant.

5.1.6.1 Balance of the 150 Ω artificial mains delta-network

The balance of the system comprising the network and the measuring receiver connected thereto via the transformer shall be such that the measurement of symmetric voltage shall be substantially unaffected by the presence of an asymmetric voltage. The balance shall be measured using the circuit shown in figure 9.

A voltage U_a is injected from a generator having an internal impedance of 50 Ω , between reference earth and the common point of two resistors each 200 $\Omega \pm 1\%$. The other end of these resistors is connected to the equipment terminals of the artificial mains network.

A voltage U_s is measured in the position for symmetric voltage measurement. The ratio U_a/U_s shall be greater than 20:1 (26 dB).

5.1.7 Isolation

To ensure that at any test frequency unwanted signals existing on the supply mains do not affect the measurement, an additional RF low-pass filter may be required, inserted between the artificial mains network and the supply mains. With this filter inserted, the impedance requirements given in 5.1.2, 5.1.3, 5.1.4, 5.1.5, and 5.1.6 shall be met. The components forming this filter shall be enclosed in a metallic screen directly connected to the reference earth of the measuring system.

5.1.8 Current carrying capacity and series voltage drop

The maximum continuous currents and the maximum peak current shall be specified. The voltage applied to the equipment under test when passing continuous currents up to the maximum shall be not less than 95 % of the mains voltage at the mains terminals of the artificial mains network.

5.1.9 Modified reference earth connection

The measurement of some types of equipment may require the insertion of an impedance in the reference earth conductor in the artificial mains networks in 5.1.2 and 5.1.3 following the requirements of the related product publications. This is inserted at point X marked in the reference earth lead in figures 23 and 24, respectively. The impedance to be inserted is either a 1,6 mH inductor or an impedance conforming to the impedance requirement of 5.1.2 or 5.1.3, as appropriate for the frequency range.

NOTE For safety reasons, the 5 Ω resistor mentioned in 5.1.2 should be omitted.

5.1.10 Calibration of the voltage division factor of artificial mains V-networks

The voltage division factor between the EUT port of the V-network and the RF output port shall be measured and taken into consideration during the measurement of the disturbance voltage. A procedure to measure the voltage division factor is contained in clause F.8.

5.2 Current and voltage probes

5.2.1 Current probes

The asymmetrical disturbance currents of cables can be measured, without making direct conductive contact with the source conductor and without modification of its circuit, by use of specially developed clamp-on current transformers. The utility of this method is self-evident; complex wiring systems, electronic circuits, etc., may be measured without interruption of the normal operation or configuration. The current probe is constructed so that it may be conveniently clamped around the conductor to be measured. The conductor represents a one-turn primary winding. The secondary winding is contained within the current probe.

Les sondes de courant peuvent être construites pour des mesures dans une gamme de fréquences s'étendant de 30 Hz à 1 000 MHz, bien que la gamme de mesure la plus usitée soit de 30 Hz à 100 MHz. Au-delà de 100 MHz, les courants stationnaires dans les systèmes de puissance classiques exigent que la position de la sonde de courant soit optimisée en vue d'obtenir la détection du courant maximal.

Les sondes de courant sont conçues pour fournir une réponse en fréquence linéaire sur toute la bande passante. Il est possible d'effectuer des mesures précises à des fréquences inférieures à cette plage de réponse linéaire, mais dans ce cas la sensibilité est réduite du fait de la valeur plus faible des impédances de transfert. Aux fréquences supérieures à la plage de réponse linéaire, les mesures sont imprécises en raison des résonances existant dans la sonde de courant.

Avec une structure de blindage supplémentaire, une sonde de courant peut être utilisée pour mesurer des courants asymétriques (mode commun) ou symétriques (mode différentiel). L'annexe I, article I.5 donne des détails de construction.

5.2.1.1 Construction

La sonde de courant doit être construite de manière à permettre la mesure du courant sans qu'il soit nécessaire de débrancher le conducteur à mesurer.

L'annexe I présente quelques configurations typiques des sondes de courant.

5.2.1.2 Caractéristiques

Impédance d'insertion

Impédance de transfert*

Impédance inférieure ou égale à 1 Ω

0,1 à 5 Ω dans la plage de réponse linéaire;
0,001 à 0,1 Ω en dessous de la plage de
réponse linéaire (la sonde étant bouclée par 50
 Ω)

Capacité du shunt supplémentaire

Inférieure à 25 pF entre le boîtier de la sonde
et le conducteur mesuré

Réponse en fréquence

L'impédance de transfert est étalonnée dans
une gamme de fréquences spécifiée; la plage
des diverses sondes est généralement de
100 kHz à 100 MHz, 100 MHz à 300 MHz, et
200 MHz à 1 000 MHz.

Réponse impulsionnelle

A l'étude

Saturation magnétique

On doit spécifier la valeur maximale du courant
continu ou alternatif d'alimentation dans le
conducteur primaire permettant d'obtenir une
erreur de mesure inférieure à 1 dB

Tolérance sur l'impédance de transfert

A l'étude

Influence des champs magnétiques externes

Réduction de 40 dB de la valeur lue lorsqu'un
conducteur porteur de courant est déplacé de
l'ouverture de la sonde de courant jusqu'à une
position proche de la sonde

Influence des champs électriques

Immunité aux champs inférieurs à 10 V/m

Influence de l'orientation

Inférieure à 1 dB jusqu'à 30 MHz et 2,5 dB de
30 MHz à 1 000 MHz dans le cas d'une utili-
sation sur un conducteur de n'importe quelle
dimension placé n'importe où dans l'ouverture

Ouverture de la sonde

Supérieure ou égale à 15 mm

* Il est également possible d'utiliser la valeur inverse, c'est-à-dire l'admittance de transfert, dB(S). Lorsqu'elle est exprimée en décibels, l'admittance s'ajoute à la valeur lue sur le récepteur de mesure. Pour l'étalonnage de l'impédance ou de l'admittance de transfert, il peut être nécessaire d'utiliser un gabarit spécialement conçu à cet effet. Se reporter à l'annexe I.

Current probes can be constructed for measurements in the frequency range 30 Hz to 1 000 MHz, although the primary measurement range is 30 Hz to 100 MHz. Beyond 100 MHz the standing currents in conventional power systems require that the current probe location be optimized for detection of the maximum current.

Current probes are designed to provide a flat frequency response over a passband. At frequencies below this flat passband accurate measurements can still be made but with decreased sensitivity due to reduced transfer impedances. At frequencies above the flat passband measurements are not accurate due to resonances in the current probe.

With an additional shielding structure, a current probe may be used to measure either the asymmetrical (common mode) or symmetrical (differential mode) current. Clause I.5 of annex I contains some construction details.

5.2.1.1 Construction

The current probe shall be constructed so as to enable the measurement of the current without disconnecting the lead under measurement.

Annex I contains some typical constructions of current probes.

5.2.1.2 Characteristics

Insertion impedance	1 Ω impedance maximum
Transfer impedance*	0,1 to 5 Ω in the flat linear range; 0,001 to 0,1 Ω below the flat linear range (current probe terminated into 50 Ω)
Added shunt capacitance	Less than 25 pF between the current probe housing and measured conductor
Frequency response	Transfer impedance is calibrated over a specified frequency range; the range of individual probes is typically 100 kHz to 100 MHz, 100 MHz to 300 MHz, and 200 MHz to 1 000 MHz
Pulse response	Under consideration
Magnetic saturation	The maximum d.c. or a.c. mains current in the primary lead for a measurement error less than 1 dB shall be specified
Transfer impedance tolerance	Under consideration
Influence of external magnetic fields	40 dB reduction in indication when a current carrying conductor is removed from the current probe opening to a position adjacent to the probe
Influence of electric fields	Not susceptible to fields <10 V/m
Influence of orientation	Less than 1 dB up to 30 MHz and 2,5 dB from 30 MHz to 1 000 MHz, when used on a conductor of any size placed anywhere inside the aperture
Current probe opening	At least 15 mm

* The reciprocal transfer admittance, (in dB(S)), may be used instead. When expressed in decibels, the admittance is added to the reading of the measuring receiver. For the calibration of the transfer impedance or admittance, it may be necessary to use a jig designed for the purpose. See annex I.

5.2.2 Sonde de tension

La figure 10 représente un circuit utilisé pour réaliser des mesures de tension entre un conducteur d'alimentation et la terre de référence. La sonde se compose d'un condensateur de blocage, C , et d'une résistance telle que la résistance totale existant entre la ligne et la terre soit de $1\,500\ \Omega$. La sonde peut également être utilisée pour réaliser des mesures sur d'autres lignes, et, pour certaines applications, il peut être nécessaire d'accroître son impédance de façon à éviter une surcharge des circuits à haute impédance. Pour des raisons de sécurité, il se peut qu'une inductance doive être connectée en parallèle sur l'entrée de l'appareil de mesure. Son impédance X_C doit être très supérieure à R .

La perte d'insertion des sondes de tension doit être étalonnée pour un dispositif de mesure ayant une impédance de $50\ \Omega$ et dans la gamme de fréquences de 9 kHz à 30 MHz. Les effets, sur la précision de la mesure, de tout dispositif susceptible d'être utilisé à des fins de protection doivent soit être inférieurs à 1 dB, soit pris en compte au moment de l'étalonnage. On doit veiller à ce que le niveau de perturbation faisant l'objet de la mesure soit suffisamment élevé par rapport au bruit ambiant pour que la mesure soit significative.

Il convient de réduire la boucle formée par le fil connecté à la sonde, le conducteur mesuré et la terre de référence, pour éviter les effets des champs magnétiques forts.

5.3 Pince absorbante utilisable dans la gamme de fréquences de 30 MHz à 1 000 MHz

5.3.1 Généralités

Les pinces absorbantes sont adaptées aux mesures de perturbations pour certains types d'appareil en fonction de leur construction et de leur taille. La procédure de mesure précise et son applicabilité doivent être précisées pour chaque catégorie d'appareil. Si les dimensions de l'appareil en essai seul (sans les câbles de connexion) approchent un quart de la longueur d'onde à la fréquence de mesure, un rayonnement direct du boîtier peut se produire.

Le pouvoir perturbateur d'un appareil dont le câble d'alimentation est le seul câble extérieur peut être considéré comme la puissance qu'il peut fournir à ce câble se comportant comme une antenne rayonnante. Cette puissance est presque égale à celle fournie par l'appareil à un dispositif absorbant adapté placé autour du câble à l'endroit où la puissance absorbée est maximale. Le dispositif absorbant est appelé pince absorbante ou pince ferrite.

Les appareils équipés de câbles extérieurs autres qu'un cordon d'alimentation peuvent rayonner de l'énergie perturbatrice, à partir de ces câbles, qu'ils soient blindés ou non, de la même manière qu'à partir du câble d'alimentation. Les mesures à la pince absorbante peuvent également être effectuées sur ces câbles.

Le rayonnement des câbles à des fréquences supérieures à 300 MHz, jusqu'à 1 000 MHz, peut être mesuré à l'aide d'une pince absorbante adaptée. De telles mesures peuvent être d'une grande utilité. Cependant, il convient de noter qu'une quantité substantielle du rayonnement peut émaner directement de l'appareil.

5.3.2 Construction

La pince absorbante doit se composer des trois parties suivantes:

- a) un transformateur de courant RF large bande;
- b) un absorbeur de puissance RF large bande et un stabilisateur d'impédance pour le câble à mesurer;
- c) un manchon absorbant ou un ensemble d'anneaux de ferrite destinés à réduire le courant RF à la surface du câble coaxial sortant du transformateur de courant vers le récepteur de mesure.

L'annexe J décrit la construction de quelques modèles de pinces absorbantes.

5.2.2 Voltage probe

Figure 10 shows a circuit which is used to make voltage measurements between a mains conductor and reference ground. The probe consists of a blocking capacitor C and a resistor such that the total resistance between line and earth is $1\,500\ \Omega$. The probe may also be used to make measurements on other lines and for certain applications its impedance may need to be increased to avoid excessive loading of high impedance circuits. An inductor may have to be connected across the input of the measuring apparatus, for safety reasons; its inductive reactive, X_L , to be much greater than R .

The insertion loss of voltage probes shall be calibrated in a $50\ \Omega$ system over the frequency range of 9 kHz to 30 MHz. The effect on the accuracy of measurement of any device which may be used for protection should either be less than 1 dB or be allowed for in calibration. Care shall be taken to ensure that the level of interference is accurately measured in the presence of the ambient noise to make the measurement meaningful.

The loop formed by the lead connected to the probe, the mains conductor tested and reference ground should be minimized to reduce the effects of any strong magnetic fields.

5.3 Absorbing clamp for use in the frequency range 30 MHz to 1 000 MHz

5.3.1 General

Absorbing clamps are suitable for the measurement of disturbance from some types of equipment depending on construction and size. The precise measuring procedure and its applicability is to be specified for each category of equipment. If the EUT itself (without connecting leads) approaches a $1/4$ of a wavelength of the measuring frequency, direct cabinet radiation may occur.

The disturbance capability of an appliance with a mains lead being the only external lead may be taken as the power it could supply to its mains lead acting as a radiating antenna. This power is nearly equal to that supplied by the appliance to a suitable absorbing device placed around the lead at the position where the absorbed power is maximum. The absorbing device is known as the absorbing clamp or the ferrite clamp.

Equipment having external leads other than a mains lead can radiate disturbing energy from such leads, shielded or unshielded, in the same manner as radiation from the mains lead. Absorbing clamp measurements can be done on these leads also.

Radiation from leads at frequencies above 300 MHz, up to 1 000 MHz, may be measured with a suitable absorbing clamp. Such measurements could be of considerable use. However, it should be noted that substantial amount of radiation could emanate directly from the equipment.

5.3.2 Construction

The absorbing clamp shall consist of three parts as follows:

- a) a broadband RF current transformer;
- b) a broadband RF power absorber and impedance stabilizer for the lead under measurement;
- c) an absorbing sleeve or assembly of ferrite rings to reduce RF current on the surface of the coaxial cable from the current transformer to the measuring receiver.

Annex J describes the construction of some examples of absorbing clamps.

NOTE Le transformateur et l'absorbeur décrits respectivement en a) et b) ci-dessus sont maintenus dans des positions relatives fixes aussi proches l'un de l'autre que les conditions de mesure le permettent. Ils peuvent être constitués d'anneaux fendus afin d'éviter d'avoir à débrancher une prise du câble, mais il convient de maintenir l'entrefer aussi petit que possible.

5.3.3 Caractéristiques

L'utilisation de la pince absorbante repose sur un facteur d'étalonnage obtenu par une procédure d'étalonnage spécifique, décrite à l'annexe H et à la figure 40. Les pinces absorbantes doivent avoir des caractéristiques de puissance de sortie, en fonction de la puissance d'entrée P_0 fournie par un générateur de signal d'étalonnage, ne présentant pas de résonance prononcée à une fréquence quelconque.

La pince absorbante doit présenter une impédance comprise entre 100 Ω et 250 Ω et une réactance inférieure à 20 % quand on la mesure comme indiqué à la figure 40, le générateur et l'atténuateur de 10 dB étant remplacés par un instrument de mesure d'impédance. A chaque fréquence de mesure, la pince est placée le long du câble W pour obtenir l'indication maximale sur le récepteur de mesure. Il peut être nécessaire d'effectuer un léger réglage de la position de la pince pour répondre aux exigences de réactance. Avec une pince satisfaisante, cette retouche n'apporte pas de modification notable à la valeur de la puissance mesurée.

Les exigences concernant l'affaiblissement introduit par l'absorbeur sont à l'étude.

5.4 Analyseurs de perturbations

Les analyseurs de perturbations sont utilisés pour l'évaluation automatique de l'amplitude, de la cadence et de la durée des perturbations dues par exemple à des commutations.

NOTE Les analyseurs actuels sont conçus pour être utilisés avec un récepteur de mesure de quasi-crête (voir 4.1) du type fonctionnant avec un niveau de signal interne limité. En conséquence, de tels analyseurs ne peuvent être utilisés correctement avec tous les récepteurs.

5.4.1 Caractéristiques fondamentales

L'analyseur doit être équipé d'une voie destinée à la mesure de durée des perturbations; l'entrée de cette voie doit être connectée à la sortie en fréquence intermédiaire du récepteur de mesure; l'erreur sur les mesures de durée ne doit pas dépasser ± 5 %.

L'analyseur doit être équipé d'une voie destinée à la mesure de l'amplitude quasi-crête d'une perturbation. La combinaison du récepteur de mesure et de l'analyseur de perturbations doit être conforme en tous points aux exigences de 4.1.

L'analyseur doit pouvoir fournir les informations suivantes:

- le nombre de claquements (voir note 1) d'une durée égale ou inférieure à 10 ms dépassant un niveau de référence prédéterminé dans le récepteur;
- le nombre de claquements d'une durée supérieure à 10 ms, mais inférieure ou égale à 200 ms, dépassant le niveau de référence fixé en a);
- la production de plus de deux claquements en 2 s et dépassant le niveau de référence fixé en a);
- la production de plus de cinq claquements chacun d'une durée égale ou inférieure à 10 ms et dépassant le niveau de référence fixé en a) au cours de toute période de 1 min (voir note 2);
- la durée totale d'une perturbation autre qu'un claquement dépassant le niveau de référence fixé en a);
- la durée de l'essai en minutes;
- le nombre d'opérations de commutation de l'appareil en essais.

NOTE The transformer and the absorber described in a) and b) above respectively are maintained in fixed relative positions as close together as convenient. They may be constructed of split rings to avoid the necessity of disconnecting a fitted plug from the lead, but care should be taken to keep the air gap small.

5.3.3 Characteristics

The use of the absorbing clamp relies on a calibrating factor obtained by a specific calibration procedure, as described in annex H and figure 40. The absorbing clamp shall have a characteristic response of output power versus input power from the calibration signal generator, P_0 , that shows no pronounced resonance at any frequency.

The absorbing clamp shall present an impedance between 100 Ω and 250 Ω and not more than 20 % reactive when measured as shown in figure 40 with the signal generator and 10 dB attenuator replaced by an impedance measuring instrument. At each frequency of measurement the clamp is positioned along the lead, W, to obtain the maximum indication on the measuring receiver. It may be necessary to make a small adjustment in the position of the clamp to satisfy the reactance requirement. In a satisfactory clamp, the readjustment will not produce a significant change in the measured power.

Requirements for absorber attenuation are under consideration.

5.4 Disturbance analyzers

Disturbance analyzers are used for the automatic assessment of the amplitude, rate and duration of disturbances due for example to switching operations.

NOTE Current analyzers are designed to be used with a quasi-peak measuring receiver (see 4.1) of the type which works with a limited internal signal level. As a result, such analyzers may not interface correctly with all receivers.

5.4.1 Fundamental characteristics

The analyzer shall be equipped with a channel to measure the duration of disturbances; the input of this channel shall be connected to the i.f. output of the measuring receiver; the accuracy of duration measurement shall be not worse than ± 5 %.

The analyzer shall be equipped with a channel to assess the quasi-peak amplitude of a disturbance. The combination of the measuring receiver and the disturbance analyzer shall comply in all respects with the requirements of 4.1.

The analyzer shall be capable of indicating the following information:

- a) the number of clicks (see note 1) of duration equal to or less than 10 ms which exceed a reference level pre-set in the receiver;
- b) the number of clicks of duration greater than 10 ms but equal to or less than 200 ms that exceed the reference level set in a);
- c) the incidence of more than two clicks occurring in any 2 s period and exceeding the reference level set in a);
- d) the incidence of more than five clicks each of duration equal to or less than 10 ms and exceeding the reference level set in a) in any 1 min period (see note 2);
- e) the total duration of disturbance other than clicks that exceeds the reference level set in a);
- f) the duration of test in minutes;
- g) the number of switching operations made by the equipment under test.

NOTE 1 Le CISPR 14 définit le «claquement».

NOTE 2 Cette fonction n'est pas requise pour répondre aux dispositions du CISPR 14.

NOTE 3 La figure 11 donne un exemple du schéma de principe d'un analyseur de perturbations.

Les essais de conformité aux exigences de 5.4.1 sont donnés en 5.4.2. L'analyseur de perturbations doit être conforme aux «résultats requis» énumérés aux tableaux 13, 14 et 15. La figure 12 présente, sous forme graphique, les formes d'ondes énumérées aux tableaux 13, 14 et 15.

Tableau 13 – Formes d'onde pour la vérification des performances des analyseurs de perturbation

N° de l'essai	1		2		3		4	5
	Amplitude en fréquence intermédiaire		Amplitude sur l'appareil de mesure de quasi-crête (référence: point milieu de l'échelle)		Durée des impulsions		Séparation entre impulsions ou périodicité	Résultats
	dB		dB ¹⁾		ms		ms	
	Impulsion 1	Impulsion 2	Impulsion 1	Impulsion 2	Impulsion 1	Impulsion 2		
1	–	–	5	–	9,5	–	–	1 claquement ≤ 10 ms
2	–	–	5	–	10,5	–	–	1 claquement > 10 ms
3	–	–	5	–	190,0	–	–	1 claquement > 10 ms
4	–	–	5	–	210,0	–	–	autre que des claquements
5	–	–	5	5	30,0	30,0	180	autre que des claquements
6	–	–	5	5	30,0	30,0	130	1 claquement > 10 ms
7	–	–	5	5	30,0	30,0	210	2 claquements > 10 ms
8	–	–	5	–	30,0	–	Périodicité 210	>2 claquements en 2 s
9	–	–	5	–	9,5	–	Périodicité 210	>5 claquements en 1 min
10 ²⁾	–	–	1	–	190,0	–	–	1 claquement > 10 ms
11 ²⁾	–	–	1	–	9,5	–	–	1 claquement ≤ 10 ms
12	–	–	1	–	0,11	–	Périodicité 210	autre que des claquements
13	–	–	1	–	–0,41	–	–	1 claquement ≤ 10 ms
14	–	–	2,5 ³⁾	25	30,0	30,0	230	1 claquement > 10 ms
15	–	2	25,0	–2,5 ³⁾	190,0	30,0	1 188 ⁴⁾	2 claquements > 10 ms ⁵⁾
16	–	2	25,0	–2,5 ³⁾	190,0	30,0	1 312 ⁴⁾	1 claquement > 10 ms

1) Les amplitudes des impulsions sont mesurées individuellement.

2) Niveau de bruit de fond: 2,5 dB en dessous du niveau de seuil quasi-crête.

3) Ces niveaux doivent être réglés de sorte que le seuil en fréquence intermédiaire soit dépassé mais que le seuil quasi-crête ne soit pas dépassé.

4) Respectivement 1 710 et 2 090 pour les appareils de mesure de quasi-crête du CISPR, pour les fréquences supérieures à 30 MHz.

5) Si ces deux impulsions étaient mesurées comme des perturbations séparées, on n'enregistrerait qu'un seul claquement.

NOTE 1 The definition of a 'click' is given in CISPR 14.

NOTE 2 This function is not required to meet the provisions of CISPR 14.

NOTE 3 An example of a disturbance analyzer is shown in block diagram in figure 11.

The tests for compliance with the requirements of 5.4.1 are given in 5.4.2. The disturbance analyzer shall comply with the "required results" listed in tables 13, 14 and 15. Figure 12 presents in a graphical form the waveforms listed in tables 13, 14 and 15.

Table 13 – Disturbance analyzer performance check waveforms

Test No.	1		2		3		4	Results
	Amplitude in intermediate frequency		Amplitude on quasi-peak meter (reference midpoint of meter scale)		Duration of pulses		Separation of pulses or periodicity	
	dB		dB ¹⁾		ms		ms	
	Pulse 1	Pulse 2	Pulse 1	Pulse 2	Pulse 1	Pulse 2		
1	–	–	5	–	9,5	–	–	1 click ≤ 10 ms
2	–	–	5	–	10,5	–	–	1 click > 10 ms
3	–	–	5	–	190,0	–	–	1 click > 10 ms
4	–	–	5	–	210,0	–	–	other than clicks
5	–	–	5	5	30,0	30,0	180	other than clicks
6	–	–	5	5	30,0	30,0	130	1 click > 10 ms
7	–	–	5	5	30,0	30,0	210	2 clicks > 10 ms
8	–	–	5	–	30,0	–	Periodicity 210	>2 clicks within 2 s
9	–	–	5	–	9,5	–	Periodicity 210	>5 clicks within 1 min
10 ²⁾	–	–	1	–	190,0	–	–	1 click > 10 ms
11 ²⁾	–	–	1	–	9,5	–	–	1 click ≤ 10 ms
12	–	–	1	–	0,11	–	Periodicity 210	other than clicks
13	–	–	1	–	–0,41	–	–	1 click ≤ 10 ms
14	–	–	2,5 ³⁾	25	30,0	30,0	230	1 click > 10 ms
15	–	2	25,0	–2,5 ³⁾	190,0	30,0	1 188 ⁴⁾	2 clicks > 10 ms ⁵⁾
16	–	2	25,0	–2,5 ³⁾	190,0	30,0	1 312 ⁴⁾	1 click > 10 ms

1) Pulse amplitudes measured individually.

2) Background noise level 2,5 dB below quasi-peak threshold level.

3) These lower levels shall be set such that the intermediate frequency threshold is exceeded but the quasi-peak threshold is not exceeded.

4) 1 710 and 2 090 respectively for CISPR quasi-peak measuring apparatus for the frequency range above 30 MHz.

5) If these two pulses were to be measured as separate disturbances, only one click would be registered.

Tableau 14 – Vérification des performances pour des impulsions de niveau élevé

N° de l'essai	Amplitude des impulsions (référence: point milieu de l'échelle) dB			Durée des impulsions ms			Séparation entre impulsions ms		Résultats
	1 En fréquence intermédiaire	2 En quasi-crête	3 En fréquence intermédiaire	1	2	3	Impulsions 1 et 2	Impulsions 2 et 3	
17	2	44	2	1	2	1	169	190	autre que des claquements*
18	2	44	-2	1	2	1	169	190	1 claquement

* Si ces trois impulsions étaient mesurées comme des perturbations séparées, on n'enregistrerait qu'un seul claquement.

Tableau 15 – Essais complémentaires

N° de l'essai	Amplitude des impulsions (référence: point milieu de l'échelle) dB				Durée des impulsions ms				Séparation entre impulsions ms			Résultats
	1	2	3	4	1	2	3	4	Impulsions 1 et 2	Impulsions 2 et 3	Impulsions 3 et 4	
19	5	5	5	5	30	30	30	30	240	1 800	250	4 claquements
20	5	5	5	5	30	30	30	30	370	1 620	250	4 claquements, conditions de cumul, plus de deux claquements en 2 s
21	5	5	5	5	30	30	30	30	1 780	210	250	4 claquements, conditions de cumul, plus de deux claquements en 2 s
22	5	5	5	5	30	30	30	30	1 860	130	250	3 claquements

5.4.2 Méthode d'essai de conformité

L'analyseur de perturbations est branché au récepteur de mesure de quasi-crête accordé sur une fréquence appropriée. Un signal sinusoïdal, un signal sinusoïdal modulé en impulsions, tous les deux à la fréquence d'accord du récepteur, et un signal de bruit blanc couvrant la bande passante du récepteur à la fréquence d'accord sont nécessaires.

La source du signal sinusoïdal modulé en impulsions doit pouvoir fournir de une à quatre impulsions variables de façon indépendante. Les temps de montée des impulsions ne doivent pas dépasser 40 μ s. Les durées des impulsions doivent être variables de 110 μ s à 210 ms et les amplitudes doivent pouvoir varier sur une plage de 44 dB. Le bruit de fond du signal sinusoïdal modulé en impulsions doit être au moins 20 dB en dessous du niveau de référence utilisé à l'étape 1 de l'essai, mesuré sur l'appareil de mesure de quasi-crête du récepteur.

Un oscilloscope est branché à la sortie en fréquence intermédiaire du récepteur de quasi-crête pour mesurer le niveau et la durée du signal modulé en impulsion.

Table 14 – Performance checks for high-level pulses

Test No.	Amplitude of pulses (reference mid-point of meter scale) dB			Duration of pulses ms			Separation of pulses ms		Results
	1 Intermediate frequency	2 In quasi-peak	3 Intermediate frequency	1	2	3	Pulses 1 et 2	Pulses 2 et 3	
17	2	44	2	1	2	1	169	190	other than clicks*
18	2	44	–2	1	2	1	169	190	1 click

* If these three pulses were to be measured as separate disturbances only one click would be registered.

Table 15 – Additional tests

Test No.	Amplitude of pulses (reference mid-point of quasi-peak meter) dB				Duration of pulses ms				Separation of pulses ms			Results
	1	2	3	4	1	2	3	4	Pulses 1 and 2	Pulses 2 and 3	Pulses 3 and 4	
19	5	5	5	5	30	30	30	30	240	1 800	250	4 clicks
20	5	5	5	5	30	30	30	30	370	1 620	250	4 clicks; accumulation condition, more than two clicks within 2 s
21	5	5	5	5	30	30	30	30	1 780	210	250	4 clicks; accumulation condition, more than two clicks within 2 s
22	5	5	5	5	30	30	30	30	1 860	130	250	3 clicks

5.4.2 Method of test for compliance

The disturbance analyzer is connected to the quasi-peak measuring receiver tuned to a convenient frequency. A c.w. signal and a pulsed c.w. signal both at the tuned frequency of the receiver, and a white-noise signal covering the receiver bandwidth at the tuned frequency are required.

The pulsed c.w. signal source shall provide one to four independently variable pulses. The rise times of the pulses shall be not longer than 40 μ s. The pulse durations shall be variable between 110 μ s and 210 ms and the amplitudes variable over a 44 dB range. Any background noise of the pulsed c.w. signal shall be at least 20 dB below the reference level used in step 1 in the test measured on the receiver quasi-peak meter.

An oscilloscope is connected to the intermediate frequency output of the quasi-peak receiver to measure the level and the duration of the pulsed signal.

La procédure d'essai est la suivante:

- 1) Le signal sinusoïdal est injecté à l'entrée du récepteur de mesure utilisé en liaison avec l'analyseur de perturbations. L'amplitude du signal sinusoïdal est réglée à un niveau largement supérieur au bruit, mais en dessous du point de surcharge du récepteur. La commande de sensibilité du récepteur (atténuateur) est réglée de façon à ce que l'indicateur de mesure affiche le point de référence (0 dB) de son échelle. Le niveau correspondant du signal sinusoïdal à la sortie fréquence intermédiaire du récepteur constitue le niveau de référence à fréquence intermédiaire.
- 2) Le signal sinusoïdal modulé en impulsion est injecté à l'entrée du récepteur de mesure. Pour les essais 10 et 11, le signal de bruit blanc est ajouté au signal sinusoïdal modulé en impulsion. La nature du signal est donnée aux tableaux 13, 14 et 15. Dans le tableau 13 le signal contient une ou deux impulsions, éventuellement répétitives, dans le tableau 14 il contient un groupe de trois impulsions, et dans le tableau 15 un groupe de quatre impulsions. Les amplitudes des impulsions données dans la colonne 1 du tableau 13 et des impulsions 1 et 3 données dans le tableau 14 sont mesurées à l'aide de l'oscilloscope branché à la sortie en fréquence intermédiaire du récepteur de mesure. Les amplitudes des autres impulsions sont mesurées à l'aide de l'appareil de mesure de quasi-crête du récepteur. Les niveaux doivent correspondre aux niveaux de référence RF et fréquence intermédiaire respectifs établis dans l'alinéa précédent.

Toutes les mesures de durée sont effectuées à la sortie en fréquence intermédiaire du récepteur de mesure à l'aide de l'oscilloscope.

Les essais doivent être effectués dans l'ordre énuméré.

5.5 Antennes pour la mesure des perturbations radioélectriques rayonnées

L'antenne et les circuits insérés entre elle et le récepteur de mesure ne doivent pas affecter de manière appréciable les caractéristiques globales du récepteur de mesure. Lorsque l'antenne est connectée au récepteur de mesure, le système de mesure doit être conforme aux exigences de bande passante de l'article 4 pour la bande de fréquences concernée.

L'antenne doit être essentiellement polarisée dans un plan. Elle doit être orientable de façon à pouvoir effectuer la mesure suivant toutes les directions de polarisation. La hauteur du centre de l'antenne au-dessus du sol peut être réglable pour répondre à une procédure d'essai spécifique.

Voir annexe O pour plus d'informations sur les paramètres des antennes à large bande.

5.5.1 Précisions des mesures de champs

L'erreur sur la mesure d'un champ sinusoïdal uniforme ne doit pas dépasser ± 3 dB lorsqu'on utilise une antenne conforme aux exigences du présent paragraphe avec un récepteur de mesure conforme aux exigences de l'article 4.

NOTE Cette exigence ne comprend pas l'influence de l'emplacement d'essai.

5.5.2 Gamme de fréquences de 9 kHz à 150 kHz

L'expérience a montré que, dans cette bande de fréquences, c'est la composante magnétique du champ qui est à l'origine de la plupart des perturbations observées.

5.5.2.1 Antenne magnétique

Pour la mesure de la composante magnétique du rayonnement, on peut utiliser soit un cadre blindé électriquement de dimensions telles que l'antenne puisse s'inscrire entièrement dans un carré de 60 cm de côté, soit une antenne appropriée à bâtonnets de ferrite.

The test procedure is as follows:

- 1) The c.w. signal is connected to the input of the measuring receiver used in conjunction with the disturbance analyzer. The amplitude of the c.w. signal is adjusted to a level well above the noise but below the overloading point of the receiver. The receiver sensitivity (attenuator) control is adjusted to bring the meter indication to the reference (0 dB) point on the scale. The corresponding level of the c.w. signal at the i.f. output of the receiver constitutes the IF reference level.
- 2) The pulsed c.w. signal is connected to the input of the measuring receiver. For tests 10 and 11 the white noise signal is added to the pulsed c.w. signal. The nature of the signal is given in tables 13, 14 and 15. In table 13 the signal contains one or two pulses, the group occurring single-shot or recurring, in table 14 three pulses single-shot, and in table 15 four pulses single-shot. The amplitudes of the pulses shown in column 1 of table 13 and of the pulses 1 and 3 shown in table 14 are measured using the oscilloscope connected to the IF output of the measuring receiver. The amplitudes of the other pulses are measured using the quasi-peak meter of the receiver. The levels shall be relative to the respective RF and IF reference levels established in the previous paragraph.

All duration measurements are made in the IF of the measuring receiver using the oscilloscope.

The tests shall be performed in numerical order.

5.5 Antennas for measurement of radiated radio disturbance

The antenna and the circuits inserted between it and the measuring receiver shall not appreciably affect the overall characteristics of the measuring receiver. When the antenna is connected to the measuring receiver, the measuring system shall comply with the bandwidth requirements of clause 4 appropriate to the frequency band concerned.

The antenna shall be substantially plane polarized. It shall be orientable so that all polarizations of incident radiation can be measured. The height of the centre of the antenna above ground may have to be adjustable according to a specific test procedure.

For additional information about the parameters of broadband antennas see annex O.

5.5.1 Accuracy of field strength measurements

The accuracy of field strength measurement of a uniform field of a sine-wave shall be better than ± 3 dB when an antenna meeting the requirements of this subclause is used with a measuring receiver meeting the requirements of clause 4.

NOTE This requirement does not include the effect due to a test site.

5.5.2 Frequency range 9 kHz to 150 kHz

Experience has shown that, in this frequency range, it is the magnetic field component that is primarily responsible for observed instances of interference.

5.5.2.1 Magnetic antenna

For measurement of the magnetic component of the radiation, either an electrically-screened loop antenna of dimension such that the antenna can be completely enclosed by a square having sides of 60 cm in length, or an appropriate ferrite-rod antenna, may be used.

L'unité de la composante magnétique du champ est le $\mu\text{A/m}$ ou, en unité logarithmique, $20 \lg(\mu\text{A/m}) = \text{dB}(\mu\text{A/m})$. La limite d'émission associée doit être exprimée dans les mêmes unités.

NOTE On peut effectuer la mesure directe de la composante magnétique du champ rayonné, en $\mu\text{A/m}$ ou en $\text{dB}(\mu\text{A/m})$ dans toutes les conditions, c'est-à-dire en champ proche ou en champ lointain. Toutefois, de nombreux récepteurs de mesure du champ sont étalonnés en termes de champ électrique équivalent pour une onde plane en $\text{dB}(\mu\text{V/m})$, c'est-à-dire en considérant que le rapport des composantes E et H est de 120π ou 377Ω . Cette hypothèse est justifiée dans les conditions de champ lointain, à une distance de la source dépassant un sixième de la longueur d'onde ($\lambda/2\pi$), et dans ce cas la valeur correcte de la composante H peut être obtenue en divisant la valeur de E indiquée par le récepteur par 377, ou en soustrayant 51,5 dB du niveau de E en $\text{dB}(\mu\text{V/m})$ pour obtenir la valeur de H en $\text{dB}(\mu\text{A/m})$.

Il convient de bien comprendre que le rapport entre E et H déterminé ci-dessus ne s'applique qu'aux conditions de champ lointain.

Pour obtenir la valeur de H ($\mu\text{A/m}$), la lecture E ($\mu\text{V/m}$) est divisée par 377Ω :

$$H (\mu\text{A/m}) = E (\mu\text{V/m}) / 377 \Omega \quad (1)$$

Pour obtenir la valeur de H $\text{dB}(\mu\text{A/m})$, on soustrait à la lecture de E $\text{dB}(\mu\text{V/m})$ 51,5 $\text{dB}(\Omega)$:

$$H \text{ dB}(\mu\text{A/m}) = E \text{ dB}(\mu\text{V/m}) - 51,5 \text{ dB}(\Omega) \quad (2)$$

L'impédance $Z = 377 \Omega$, avec $20 \lg Z = 51,5 \text{ dB}(\Omega)$, utilisée dans les conversions ci-dessus, est une constante provenant de l'étalonnage des appareils de mesure du champ indiquant le champ magnétique en $\mu\text{V/m}$ (ou $\text{dB}(\mu\text{V/m})$).

5.5.2.2 Symétrisation de l'antenne

La symétrisation de l'antenne doit être telle que, lorsqu'elle subit une rotation dans un champ uniforme, le niveau d'amplitude dans la direction de la polarisation transversale soit au moins inférieur de 20 dB à celui de l'amplitude dans la direction de polarisation parallèle.

5.5.3 Gamme de fréquences de 150 kHz à 30 MHz

5.5.3.1 Antenne électrique

Pour la mesure de la composante électrique du champ, on peut utiliser soit une antenne symétrique, soit une antenne dissymétrique. Dans ce dernier cas, la mesure se rapporte uniquement à l'effet du champ électrique sur une antenne fouet disposée verticalement. Le type d'antenne utilisé doit être indiqué en même temps que le résultat des mesures.

Lorsque la distance entre la source du rayonnement et l'antenne ne dépasse pas 10 m, la longueur totale de l'antenne doit être de 1 m. Pour les distances supérieures à 10 m, cette longueur de 1 m est conservée de préférence, mais on ne doit dépasser en aucun cas 10 % de la distance.

L'unité de la composante électrique du champ est le $\mu\text{V/m}$ ou, en unité logarithmique, $20 \lg(\mu\text{V/m}) = \text{dB}(\mu\text{V/m})$. La limite d'émission associée doit être exprimée dans les mêmes unités.

5.5.3.2 Antenne magnétique

Pour la mesure de la composante magnétique du rayonnement, on doit utiliser le cadre blindé électriquement décrit en 5.5.2.1.

5.5.3.3 Symétrisation de l'antenne

Si une antenne magnétique ou électrique symétrisée est utilisée, les exigences du 5.5.2.2 doivent être satisfaites.

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

NOTE Direct measurements can be made of the strength of the magnetic component, in $\text{dB}(\mu\text{A/m})$ or $\mu\text{A/m}$ of a radiated field under all conditions, that is, both in the near field and in the far field. However, many field strength measuring receivers are calibrated in terms of the equivalent plane wave electric field strength in $\text{dB}(\mu\text{V/m})$, i.e. assuming that the ratio of the E and H components is 120π or 377Ω . This assumption is justified under far-field conditions at distances from the source exceeding one sixth of a wavelength ($\lambda/2\pi$), and in such cases the correct value for the H component can be obtained by dividing the E value indicated on the receiver by 377, or by subtracting 51,5 dB from the E level in $\text{dB}(\mu\text{V/m})$ to give the H level in $\text{dB}(\mu\text{A/m})$.

It should be clearly understood that the above fixed E and H ratio applies only under far-field conditions.

To obtain the reading of H ($\mu\text{A/m}$), the reading E ($\mu\text{V/m}$) is divided by 377 Ω :

$$H (\mu\text{A/m}) = E (\mu\text{V/m}) / 377 \Omega \quad (1)$$

To obtain the reading of H $\text{dB}(\mu\text{A/m})$, 51,5 $\text{dB}(\Omega)$ is subtracted from the reading E $\text{dB}(\mu\text{V/m})$:

$$H \text{ dB}(\mu\text{A/m}) = E \text{ dB}(\mu\text{V/m}) - 51,5 \text{ dB}(\Omega) \quad (2)$$

The impedance $Z = 377 \Omega$, with $20 \log Z = 51,5 \text{ dB}(\Omega)$, used in the above conversions is a constant originating from the calibration of field strength measuring equipment indicating the magnetic field in $\mu\text{V/m}$ (or $\text{dB}(\mu\text{V/m})$).

5.5.2.2 Balance of antenna

The balance of the antenna shall be such that, when the antenna is rotated in a uniform field, the level in the cross-polarization direction is at least 20 dB below that in the parallel polarization direction.

5.5.3 Frequency range 150 kHz to 30 MHz

5.5.3.1 Electric antenna

For the measurement of the electric component of the radiation, either a balanced or an unbalanced antenna may be used. If an unbalanced antenna is used, the measurement will refer only to the effect of the electric field on a vertical rod antenna. The type of antenna used shall be stated with the results of the measurements.

Where the distance between the source of radiation and the antenna is 10 m or less, the total length of the antenna shall be 1 m. For distances greater than 10 m the preferred antenna length is 1 m, but in no case shall it exceed 10 % of the distance.

The unit of electric field strength shall be $\mu\text{V/m}$ or, in logarithmic units, $20 \log(\mu\text{V/m}) = \text{dB}(\mu\text{V/m})$. The associated emission limit shall be expressed in the same units.

5.5.3.2 Magnetic antenna

For the measurement of the magnetic component of the radiation, an electrically-screened loop antenna, as described in 5.5.2.1 shall be used.

5.5.3.3 Balance of antenna

If a balanced electric or a magnetic antenna is used, it shall comply with the requirement of 5.5.2.2.

5.5.4 Gamme de fréquences de 30 MHz à 300 MHz

5.5.4.1 Antenne électrique

L'antenne de référence doit être un doublet symétrisé.

5.5.4.1.1 Doublet symétrisé

Pour les fréquences égales ou supérieures à 80 MHz, l'antenne doit être accordée, et pour les fréquences inférieures à 80 MHz, elle doit avoir une longueur égale à la longueur de l'antenne résonnante à 80 MHz et être accordée et adaptée au conducteur de descente par un dispositif transformateur approprié. La liaison à l'entrée de l'appareil de mesure doit être effectuée au travers d'un dispositif de transformation symétrique-asymétrique.

5.5.4.1.2 Doublet court

Un doublet plus court qu'une demi-longueur d'onde peut être employé à condition:

- que la longueur totale soit supérieure à 1/10 de la longueur d'onde à la fréquence de mesure;
- qu'il soit raccordé à un câble suffisamment bien adapté au récepteur pour assurer un rapport d'ondes stationnaires (ROS) sur le câble inférieur à 2,0. L'étalonnage doit tenir compte du ROS;
- qu'il ait une discrimination de polarisation équivalente à celle d'un doublet accordé (voir 5.5.4.2). A cette fin, un symétriseur peut être utile;
- que, pour la détermination du champ mesuré, une courbe d'étalonnage (facteur d'antenne) soit définie et utilisée à la distance de mesure spécifiée (c'est-à-dire à une distance au moins égale à trois fois la longueur du doublet);

NOTE Les facteurs d'antenne ainsi obtenus peuvent permettre de satisfaire à l'exigence de mesure de champs sinusoïdaux uniformes à ± 3 dB près. Des exemples de courbes d'étalonnage sont donnés à la figure 13, ils montrent la relation théorique entre le champ et la tension d'entrée du récepteur pour une impédance d'entrée de récepteur de 50 Ω et pour différents rapports l/d . Sur ces figures, le symétriseur est considéré comme un transformateur idéal de rapport 1. Il convient toutefois de noter que ces courbes ne tiennent pas compte des pertes du symétriseur, du câble et des désadaptations éventuelles entre le câble et le récepteur.

- qu'en dépit de la réduction de sensibilité du mesureur de champ, à cause d'un facteur d'antenne élevé attribué à la longueur réduite du doublet, la limite de mesure du mesureur de champ (déterminée, par exemple, par le bruit du récepteur et le facteur de transmission du doublet) doit rester inférieure, d'au moins 10 dB au niveau du signal mesuré.

5.5.4.1.3 Antenne à large bande

Une antenne à large bande peut être utilisée à condition qu'elle satisfasse aux exigences indiquées en 5.5.5.2 pour les antennes complexes.

5.5.4.2 Symétrisation de l'antenne

La symétrisation de l'antenne doit être telle que lorsque l'antenne subit une rotation dans un champ uniforme, le niveau de l'amplitude dans la direction de polarisation transversale soit au moins inférieur de 20 dB à celui de l'amplitude dans la direction de polarisation parallèle.

5.5.5 Gamme de fréquences de 300 MHz à 1 000 MHz

5.5.5.1 Antenne électrique

Si une antenne doublet est utilisée, celle-ci doit répondre aux exigences des 5.5.4.1.1 et 5.5.4.2.

5.5.4 Frequency range 30 MHz to 300 MHz

5.5.4.1 Electric antenna

The reference antenna shall be a balanced dipole.

5.5.4.1.1 Balanced dipole

For frequencies 80 MHz or above, the antenna shall be resonant in length, and for frequencies below 80 MHz it shall have a length equal to the 80 MHz resonant length and shall be tuned and matched to the feeder by a suitable transforming device. Connection to the input of the measuring apparatus shall be made through a symmetric-asymmetric transformer arrangement.

5.5.4.1.2 Shortened dipole

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

- a) the total length is greater than 1/10 of a wavelength at the frequency of measurement;
- b) it is connected to a cable sufficiently well matched at the receiver end to ensure a voltage standing wave ratio (v.s.w.r.) on the cable of less than 2.0 to 1. The calibration shall take account of the v.s.w.r.;
- c) it has a polarization discrimination equivalent to that of a tuned dipole (see 5.5.4.2). To obtain this, a balun may be helpful;
- d) for determination of the measured field strength, a calibration curve (antenna factor) is determined and used in the measuring distance (i.e., at a distance of at least three times the length of the dipole);

NOTE The antenna factors thus obtained should make it possible to fulfil the requirement of measuring uniform sine-wave fields with an accuracy not worse than ± 3 dB. Examples of calibration curves are given in figure 13 which shows the theoretical relation between field strength and receiver input voltage for a receiver of input impedance of 50 Ω and for various l/d ratios. On these figures, the balun is considered as an ideal 1:1 transformer. It should be noted, however, that these curves do not account for the losses of the balun, the cable and any mismatch between the cable and the receiver.

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

5.5.4.1.3 Broadband antenna

A broadband antenna may be used, provided that it meets the requirements given in 5.5.5.2 for a complex antenna.

5.5.4.2 Balance of antenna

The balance of the antenna shall be such that, when the antenna is rotated in a uniform field, the level in the cross polarization direction is at least 20 dB below that in the polarization aligned direction.

5.5.5 Frequency range 300 MHz to 1 000 MHz

5.5.5.1 Electric antenna

If a dipole antenna is used, it shall meet the requirements of 5.5.4.1.1 and 5.5.4.2.

5.5.5.2 Antenne complexe

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

- a) L'antenne doit être essentiellement polarisée dans un plan. Cette qualité doit être contrôlée comme indiqué pour la symétrisation d'un doublet simple.
- b) Le lobe principal du diagramme de rayonnement doit être tel que la réponse de l'antenne dans la direction du rayonnement direct ne diffère pas de plus de 1 dB de sa réponse dans la direction du rayonnement réfléchi par le sol.

Afin de vérifier cette condition, l'ouverture dans un plan vertical 2ϕ de l'antenne de mesure, à l'intérieur de laquelle le gain d'antenne est à moins de 1 dB de sa valeur maximale, doit être telle que:

- 1) si l'antenne de mesure est maintenue dans une position horizontale:

$$\phi > \text{tg}^{-1} [(h_1 + h_2)/d]$$

- 2) si l'antenne de mesure est inclinée vers le sol dans la position optimale (de manière que les rayonnements directs et réfléchis soient à l'intérieur de l'ouverture 2ϕ).

$$2\phi > \text{tg}^{-1} [(h_1 + h_2)/d] - \text{tg}^{-1} [(h_1 - h_2)/d]$$

où

h_1 est la hauteur de l'antenne de mesure;

h_2 est la hauteur de l'appareil en essai;

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

Le diagramme de l'antenne doit être vérifié dans le plan horizontal lorsqu'elle est orientée pour une polarisation verticale. Il doit être admis que le diagramme et, en particulier, l'ouverture 2ϕ , est identique lorsqu'elle est orientée pour une polarisation horizontale et lorsqu'elle est mesurée en polarisation verticale.

Il est essentiel que la variation de la distance effective entre l'antenne et la source soit prise en considération ainsi que la variation du gain en fonction de la fréquence.

- c) Le rapport d'ondes stationnaires, l'antenne étant connectée à son câble, mesuré à l'entrée de l'appareil de mesure ne doit pas dépasser 2,0.
- d) Un facteur d'étalonnage doit être indiqué pour permettre de satisfaire aux exigences de 5.5.1.

5.5.6 Gamme de fréquences de 1 GHz à 18 GHz

La mesure des émissions rayonnées au-dessus de 1 GHz doit être effectuée en utilisant des antennes étalonnées et polarisées linéairement. Celles-ci comprennent les cornets à double stries, les cornets à guide d'onde rectangulaire, les cornets pyramidaux, les cornets à gain optimisé et les cornets à gain standard. Le «faisceau» ou lobe principal du diagramme de toute antenne utilisée doit être suffisamment large pour englober l'appareil en essai lorsqu'il est placé à la distance de mesure, ou des dispositions doivent être prises pour «balayer» l'appareil en essai afin de déterminer la direction ou la source de ses émissions rayonnées. La largeur du lobe principal est définie comme la largeur du faisceau de l'antenne à 3 dB, et il convient de fournir des informations permettant de déterminer ce paramètre dans la documentation de l'antenne. Les dimensions de l'ouverture de ces antennes cornets doivent être suffisamment faibles pour que la distance de mesure R_m en mètres soit supérieure ou égale à la distance minimale suivante:

$$R_m \geq D^2/2\lambda$$

5.5.5.2 Complex antenna

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

- a) The antenna shall be substantially plane polarized. This shall be checked in the same manner as for the balance of a simple dipole antenna.
- b) The main lobe of the radiation pattern of the antenna shall be such that the response in the direction of the direct ray and that in the direction of the ray reflected from the ground do not differ by more than 1 dB.

To ensure this condition, the total vertical angular aperture 2ϕ of the measuring antenna, within which the antenna gain is within 1 dB of its maximum, shall be such that:

- 1) if the measuring antenna is maintained in a horizontally direct position:

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

- 2) if the measuring antenna is tilted towards earth in the optimum position (so that direct and reflected rays are included within the aperture 2ϕ):

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

where

h_1 is the measuring antenna height;

h_2 is the height of the device under test;

d is the horizontal distance between the measuring antenna and the device under test.

The pattern of the antenna shall be checked in the horizontal plane while orienting it for vertical polarization. It shall be assumed that the pattern and, in particular, the angular aperture 2ϕ is the same when horizontally polarized as when measured with the vertical polarization.

It is essential that the variation of the effective distance of the antenna from the source and its gain with frequency be taken into account.

- c) The voltage standing-wave ratio of the antenna with the antenna feeder connected and measured from the receiver end shall not exceed 2,0 to 1.
- d) A calibration factor shall be given making it possible to fulfil the requirements of 5.5.1.

5.5.6 Frequency range 1 GHz to 18 GHz

Radiated emissions measurements above 1 GHz shall be made using calibrated, linearly polarized antennas. These include double-ridged guide horns, rectangular wave guide horns, pyramidal horns, optimum gain horns and standard gain horns. The "beam" or main lobe of the pattern of any antenna used shall be large enough to encompass the EUT when located at the measuring distance, or provisions shall be made for "scanning" the EUT to locate the direction or source of its radiated emissions. The width of the main lobe is defined as the 3 dB beamwidth of the antenna, and information enabling the determination of this parameter should be given in the antenna documentation. The aperture dimensions of these horn antennas shall be small enough so that the measurement distance R_m in metres is equal to or greater than the following minimum distance:

$$R_m \geq D^2/2\lambda$$

où

D est la plus grande dimension de l'ouverture de l'antenne, en mètres;

λ est la longueur d'onde en espace libre, en mètres, à la fréquence de mesure.

En cas de litige, des mesures effectuées avec un cornet à gain standard ou une antenne cornet similaire étalonnée de façon précise prévalent.

NOTE Toute antenne étalonnée et polarisée linéairement, par exemple une antenne log-périodique, peut être utilisée pour effectuer ces mesures. Le gain de beaucoup d'antennes autres que des cornets peut ne pas être approprié dans cette gamme de fréquences si les antennes sont utilisées avec des analyseurs de spectre ou des mesureurs de bruit radioélectrique plus anciens. L'opérateur doit s'assurer que la sensibilité globale de la mesure soit inférieure d'au moins 6 dB à la limite applicable, à la distance de mesure utilisée, et que tous les moyens utilisés pour accroître la sensibilité, par exemple un préamplificateur, ne produisent pas de distorsion, de signaux parasites ou d'autres problèmes de saturation. Comme une antenne log-périodique a un faisceau plus large qu'un cornet, des réflexions sur le plan de sol peuvent produire une erreur significative pour les mesures effectuées avec une antenne log-périodique.

5.5.7 Montages utilisant les antennes particulières

5.5.7.1 Système d'antennes cadres

Dans la gamme de fréquences de 9 kHz à 30 MHz, le pouvoir perturbateur de la composante magnétique du rayonnement produit par un appareil en essai peut être déterminé au moyen d'un système d'antennes cadres particulier, où il est mesuré en tant que courants induits par le champ magnétique dans les antennes cadres constituant le système. Le système permet d'effectuer les mesures à l'intérieur.

Le système se compose de trois grandes antennes circulaires, de 2 m de diamètre, occupant des plans mutuellement perpendiculaires, montés sur un support non métallique. Une description complète de ce système est donnée en annexe P.

L'appareil en essai est installé au centre du système. Ses dimensions maximales doivent être telles que la distance entre cet appareil et l'une des antennes est au moins de 0,20 m. Des instructions pour le cheminement des câbles de signaux sont données à l'article P.3, note 2 et à la figure P.6. Il convient que les câbles cheminent ensemble et sortent du volume de la boucle dans le même octant de la cellule, et à une distance supérieure à 0,4 m de chacune des antennes cadres.

Les trois grandes antennes cadres occupant des plans mutuellement perpendiculaires permettent de mesurer le pouvoir perturbateur du champ rayonné dans toutes les polarisations, avec la précision prescrite, sans qu'il soit nécessaire de faire tourner l'appareil en essai ou de modifier l'orientation des antennes.

Chacune des trois antennes doit être conforme aux prescriptions de validation données à l'article P.5.

NOTE On peut utiliser des antennes circulaires d'un diamètre différent de celui normalisé à 2 m, à condition que ce diamètre D soit inférieur ou égal à 4 m et que la distance entre l'appareil en essai et l'une des antennes soit d'au moins $0,10(D)$ m. Les facteurs de corrections à appliquer pour les antennes non normalisées sont donnés à l'article P.6.

5.6 Emplacements d'essai pour les mesures du champ perturbateur dans la gamme de fréquences de 30 MHz à 1 000 MHz

L'environnement doit assurer des résultats de mesures valides et reproductibles du champ perturbateur produit par l'appareil en essai. Pour les appareils qui ne peuvent être essayés que sur leur lieu d'utilisation, des dispositions différentes doivent être prises.

where

D is the largest dimension of the aperture in metres of the antenna;

λ is the free space wavelength in metres at the frequency of measurement.

In case of dispute, measurements made with a standard gain horn antenna or a similar precisely calibrated horn antenna shall take precedence.

NOTE Any calibrated, linearly polarized antenna, e.g. a log periodic dipole array, may be used to make these measurements. The gain of many antennas other than horn antennas in this frequency range may be inadequate if the antennas are used with spectrum analyzers or older radio noise meters. The tester shall assure that the overall measurement sensitivity is at least 6 dB below the applicable limit at the measurement distance in use, and that any means used to improve sensitivity, e.g. a preamplifier, does not cause distortion, spurious signals, or other overload problems. Since a log periodic dipole array has a much wider beamwidth than a horn antenna, reflections from the ground plane may cause significant error in measurements that are made with a log periodic dipole array.

5.5.7 Special antenna arrangements

5.5.7.1 Loop antenna system

In the frequency range 9 kHz to 30 MHz the interference capability of the magnetic field component of the radiation of a single (EUT) can be determined by using a special loop antenna system (LAS). In the LAS, this capability is measured in terms of the currents induced by the magnetic field in the loop antennas of the LAS. The LAS allows indoor measurements.

The LAS consists of three circular, mutually perpendicular large-loop antennas (LLAs), having a diameter of 2 m, supported by a non-metallic base. A full description of the LAS is given in annex P.

The EUT is positioned in the centre of the LAS. The maximum dimensions of the EUT are limited so that the distance between the EUT and an LLA is at least 0,20 m. Guidelines for the routing of signal cables are given in clause P.3, note 2 and figure P.6. Cables should be routed together and leave the loop volume in the same octant of the cell and no closer than 0,4 m to any of the LAS loops.

The three mutually perpendicular LLAs allow measurement of the interference capability of all polarizations of the radiated field with the prescribed accuracy, and without rotation of the EUT or changing the orientation of the LLAs.

Each of the three LLAs shall comply with the validation requirements given in clause P.5.

NOTE Circular LLAs having a diameter different from the standardized diameter of 2 m may be used, provided their diameter $D \leq 4$ m and the distance between the EUT and a LA is at least $0,10(D)$ m. Correction factors for non-standardized diameters are given in clause P.6.

5.6 Test sites for measurement of radio disturbance field strength for the frequency range of 30 MHz to 1 000 MHz

An environment is required which assures valid, repeatable measurement results of disturbance field strength from equipment. For equipment which can only be tested in its place of use, different provisions have to be utilized.

5.6.1 Emplacement d'essai en espace libre

Les mesures du champ perturbateur sont normalement effectuées sur un emplacement d'essai en espace libre. Les emplacements d'essai en espace libre sont des zones caractéristiques de terrain plat dégagé. De tels emplacements d'essai doivent être exempts de constructions, de lignes électriques, de barrières, d'arbres, etc. et ne pas comporter de câbles ou canalisations enterrés, etc., sauf ceux nécessaires à l'alimentation et au fonctionnement de l'appareil en essai. L'annexe L donne des recommandations spécifiques de construction des emplacements d'essai en espace libre pour les essais de champ électromagnétique dans la gamme de 30 MHz à 1 GHz. La procédure de validation des emplacements d'essai en espace libre est donnée en 5.6.6 avec des détails complémentaires dans l'annexe G. L'annexe L contient le critère d'acceptabilité.

5.6.2 Enceinte de protection contre les intempéries

Une protection contre les intempéries est souhaitable si l'emplacement d'essai est utilisé pendant toute l'année. Une structure de protection contre les intempéries peut soit protéger l'emplacement d'essai complet y compris l'appareil en essai et l'antenne de mesure de champ soit l'appareil en essai uniquement. Les matériaux utilisés doivent être transparents au rayonnement RF, afin de n'entraîner aucune réflexion ou affaiblissement indésirables du champ émis par l'appareil en essai.

La structure doit avoir une forme telle qu'elle permette de retirer facilement la neige, la glace ou l'eau. Pour plus de détails, voir annexe K.

5.6.3 Zone libre d'obstacles

Pour les emplacements d'essai en espace libre, une zone libre d'obstacles entourant l'appareil en essai et l'antenne de mesure de champ est nécessaire. Il convient que la zone libre d'obstacles soit exempte de diffuseurs importants des champs électromagnétiques, et suffisamment grande pour que les diffuseurs situés à l'extérieur de la zone libre d'obstacles aient peu d'effets sur les champs mesurés par l'antenne de mesure de champ. Pour déterminer la conformité de cette zone, il convient d'effectuer des essais de validation de l'emplacement.

Comme l'importance de la dispersion du champ par un objet dépend de nombreux facteurs (taille de l'objet, distance le séparant de l'appareil en essai, orientation par rapport à l'appareil en essai, conductivité et permittivité de l'objet, fréquence, etc.) il n'est pas possible de définir une zone libre d'obstacles raisonnable nécessaire et suffisante pour toutes les applications. La taille et la forme de la zone libre d'obstacles dépendent de la distance de mesure et de la nécessité ou non de faire tourner l'appareil en essai. Si l'emplacement est équipé d'une table tournante, la zone libre d'obstacles recommandée est une ellipse dont les deux foyers sont l'antenne de réception et l'appareil en essai, et dont le grand axe est égal à deux fois la distance de mesure, et le petit axe égal au produit de la distance de mesure par la racine carrée de 3 (voir figure 14).

Pour cette ellipse, le chemin parcouru par un rayon indésirable réfléchi par tout objet du périmètre est égal à deux fois la longueur du chemin du rayon direct entre les foyers. Si un appareil en essai de grandes dimensions est installé sur la table tournante, la zone libre d'obstacles doit être agrandie de telle manière que les distances de dégagement des obstacles soient respectées sur tout le périmètre de l'appareil en essai.

Si l'emplacement n'est pas équipé d'une table tournante, c'est-à-dire si l'appareil en essai est stationnaire, la zone libre d'obstacles recommandée est une zone circulaire telle que la distance radiale du bord de l'appareil en essai au bord de la zone soit égale à la distance de mesure multipliée par 1,5 (voir figure 15). Dans ce cas, on déplace l'antenne autour de l'appareil en essai à la distance de séparation.

5.6.1 Open area test site

Disturbance field-strength measurements are normally performed at an open area test site. Open area test sites are areas characteristic of cleared level terrain. Such test sites shall be void of buildings, electric lines, fences, trees, etc. and free from underground cables, pipelines, etc., except as required to supply and operate the equipment under test (EUT). Refer to annex L for specific construction recommendations for open area test sites for electromagnetic field tests in the range of 30 MHz to 1 GHz. The site validation procedure for open area test sites is given in 5.6.6 with further details in annex G. Annex L contains the acceptability criterion.

5.6.2 Weather protection enclosure

Weather protection is desirable if the test site is used throughout the year. A weather protection structure could either protect the whole test site including EUT and field strength measuring antenna or the EUT only. The materials used shall be RF transparent in order to cause no undesirable reflections and attenuation of the emitted field from the EUT.

The structure shall be shaped to allow easy removal of snow, ice or water. For further details, see annex K.

5.6.3 Obstruction-free area

For open area test sites, an obstruction-free area surrounding the EUT and field-strength measuring antenna is required. The obstruction-free area should be free from significant scatterers of electromagnetic fields, and should be large enough so that scatterers outside the obstruction-free area will have little effect on the fields measured by the field-strength measuring antenna. To determine the adequacy of this area, site validation tests should be performed.

Since the magnitude of the field scattered from an object depends on many factors (size of the object, distance from the EUT, orientation with respect to the EUT, conductivity and permittivity of the object, frequency, etc.), it is impractical to specify a reasonable obstruction-free area which is necessary and sufficient for all applications. The size and shape of the obstruction-free area are dependent upon the measurement distance and whether or not the EUT will be rotated. If the site is equipped with a turntable, the recommended obstruction-free area is an ellipse with the receiving antenna and EUT at the two foci and having a major axis equal to twice the measurement distance and a minor axis equal to the product of the measurement distance and the square root of 3 (see figure 14).

For this ellipse, the path of the undesired ray reflected from any object on the perimeter is twice the length of the direct ray path between the foci. If a large EUT is installed on the turntable, the obstruction-free area must be expanded so that the obstruction clearance distances exist from the perimeter of the EUT.

If the site is not equipped with a turntable, that is, the EUT is stationary, the recommended obstruction-free area is a circular area such that the radial distance from the boundary of the EUT to the boundary of the area is equal to the measurement distance multiplied by 1,5 (see figure 15). In this case, the antenna is moved around the EUT at the separation distance.

Il convient que le terrain compris dans la zone libre d'obstacles soit plat. De faibles pentes, nécessaires à un drainage adéquat, sont acceptables. La planéité du plan de sol métallique si l'on en utilise un, est traitée à l'article K.2. Il convient que les appareils de mesure et le personnel réalisant les essais soient situés à l'extérieur de la zone libre d'obstacles.

5.6.4 Environnement radiofréquence ambiant d'un emplacement d'essai

Les niveaux radiofréquence ambiants d'un emplacement d'essai doivent être suffisamment bas comparés aux niveaux à mesurer. La qualité de l'emplacement dans ce domaine peut être évaluée par rapport aux quatre catégories énumérées ci-dessous, en ordre de qualité décroissante:

- a) les émissions ambiantes sont d'au moins 6 dB inférieures aux niveaux de mesure,
- b) certaines émissions ambiantes sont à moins de 6 dB des niveaux de mesure,
- c) certaines émissions ambiantes sont au-dessus des niveaux de mesure mais sont soit apériodiques (c'est-à-dire que le temps séparant deux émissions est suffisamment long pour permettre la réalisation d'une mesure) soit continues mais à un nombre limité de fréquences identifiables,
- d) les niveaux ambiants sont au-dessus des niveaux de mesure sur une grande portion de la gamme de fréquences de mesure et se produisent continuellement.

Il convient que le choix d'un emplacement d'essai garantisse que la précision des mesures est maintenue, en tenant compte de l'environnement et du niveau de compétence technique disponible.

NOTE On recommande un niveau ambiant inférieur de 20 dB au niveau d'émission mesuré, pour obtenir un résultat parfait.

5.6.5 Plan de sol

Le plan de sol peut être composé d'une large gamme de matériaux s'étendant de la terre à un matériau métallique à haute conductivité. Le plan peut être au niveau du sol ou surélevé sur une plate-forme de taille appropriée ou sur un toit. Il est préférable d'utiliser un plan de sol métallique mais pour certains appareils ou applications il peut ne pas être recommandé par certaines publications relatives à des produits. La qualité du plan de sol métallique dépend de la conformité de l'emplacement aux exigences de validation de l'emplacement du 5.6.6. Si aucun matériau métallique n'est utilisé, il est nécessaire de prendre soin de choisir un emplacement dont les caractéristiques de réflectivité ne changent pas avec le temps, les conditions météorologiques, ou en raison de matériaux métalliques enterrés tels que canalisations, conduits, ou sol non homogène. De tels emplacements donnent généralement des caractéristiques d'affaiblissement différentes de celles trouvées pour des emplacements à surface métallique.

5.6.6 Procédure de validation des emplacements en espace libre

La procédure de validation et les exigences pour l'affaiblissement normalisé de l'emplacement données ici sont utilisées pour qualifier un emplacement d'essai lorsqu'un plan de sol métallique est spécifié. Pour d'autres emplacements d'essai, la procédure de validation n'a qu'une valeur d'information et, en général, signale également les éventuelles irrégularités de l'emplacement devant être examinées. La procédure de validation ne s'applique pas aux chambres munies de matériaux absorbants. Une telle procédure exige des spécifications plus détaillées et est à l'étude.

La validation d'un emplacement d'essai en espace libre est effectuée avec deux antennes orientées horizontalement et verticalement par rapport au sol, comme illustré aux figures 16 et 17. L'affaiblissement de l'emplacement en espace libre est obtenu à partir du rapport entre la tension de source (V_i) injectée à une antenne d'émission et la tension reçue (V_r) mesurée aux bornes de l'antenne de réception. Les mesures de tension sont effectuées dans un circuit 50 Ω . Des corrections destinées à prendre en compte les pertes dans les câbles sont

The terrain within the obstruction-free area should be flat. Small slopes needed for adequate drainage are acceptable. The flatness of the metallic ground plane, if used, is discussed in clause K.2. Measuring apparatus and test personnel should be situated outside the obstruction free area.

5.6.4 Ambient radio frequency environment of a test site

The ambient radio frequency levels at a test site shall be sufficiently low compared to the levels of measurements to be performed. The quality of the site in this respect may be assessed in four categories, listed below in their order of merit:

- a) the ambient emissions are 6 dB or more below the measurement levels,
- b) some ambient emissions are within 6 dB of the measurement levels,
- c) some ambient emissions are above the measurement levels, but are either aperiodic (i.e., sufficiently long in time between transmissions to allow a measurement to be made) or continuous, but only on limited identifiable frequencies,
- d) the ambient levels are above the measurement levels over a large portion of the measurement frequency range and occurring continuously.

The selection of a test site should ensure that the accuracy of the measurement is maintained given the environment and the degree of engineering skill available.

NOTE For perfect results, an ambient level 20 dB below the emission level measured is recommended.

5.6.5 Ground plane

The ground plane may be composed of a wide range of material from earth to highly conductive, metallic material. The plane can be at earth level or elevated on a suitably sized platform or roof site. A metal ground plane is preferred, but for certain equipment and applications, it may not be recommended by certain product publications. Adequacy of the metal ground plane will be dependent on whether the test site meets the site validation requirements in 5.6.6. If no metallic material is used, caution is required to select a site that does not change its reflective characteristics with time, weather condition, or, due to buried metallic material such as pipes, conduits, and non-homogeneous soil. Such sites generally give different site attenuation characteristics compared to those with metallic surfaces.

5.6.6 Open area site validation procedure

The validation procedure and the requirements for the normalized site attenuation given here are used to qualify a test site when a metallic ground plane is specified. For other test sites, the validation procedure is of an informative nature, and will in general also identify possible site irregularities that should be investigated. The validation procedure is not applicable to absorber lined rooms. Such a procedure requires more detailed specifications and is under consideration.

The validation of an open area test site is performed with two antennas oriented horizontally and vertically with respect to the ground, as shown in figures 16 and 17, respectively. The open area site attenuation is obtained from the ratio of the source voltage (V_i) connected to a transmitting antenna and the received voltage (V_r) as measured on the receiving antenna terminals. The voltage measurements are performed in a 50 Ω system. Suitable corrections for cable losses is required if V_r and V_i are not measured at the input and output of the transmit

nécessaires si V_r et V_i ne sont pas mesurées à l'entrée et à la sortie des antennes d'émission et de réception. Cet affaiblissement de l'emplacement est alors divisé par le produit des facteurs d'antenne des deux antennes utilisées. Le résultat est l'affaiblissement normalisé de l'emplacement (ANE). Il est exprimé en dB. *L'emplacement est considéré satisfaisant lorsque les ANE vertical et horizontal sont à moins de 4 dB des valeurs données aux tableaux G.1, G.2 et G.3, selon le cas.* Si le critère de ± 4 dB est dépassé, l'emplacement d'essai doit être vérifié en utilisant l'article G.4.

NOTE L'annexe L donne les fondements du critère d'acceptabilité de l'emplacement à 4 dB.

L'écart entre une valeur d'ANE mesurée et la valeur théorique ne doit pas être utilisé comme correction du champ mesuré pour un appareil en essai. On doit utiliser cette procédure uniquement pour valider un emplacement d'essai.

Le tableau G.1 est utilisé pour les antennes à large bande, telles que les antennes biconiques et log périodiques alignées à la fois horizontalement et verticalement par rapport au plan de sol. Le tableau G.2 est utilisé pour les doublets demi-onde accordés alignés horizontalement par rapport au plan de sol. Le tableau G.3 est utilisé pour les doublets demi-onde accordés alignés verticalement par rapport au plan de sol. On note, dans le tableau G.3, la présence de restrictions de hauteur de balayage h_2 . Cela prend en compte le fait que l'extrémité inférieure du doublet de réception est maintenue au minimum à 25 cm du plan de sol.

NOTE Les différences entre les tableaux G.1 et G.2/G.3 sont motivées par le choix de paramètres géométriques différents pour les antennes à large bande et les doublets demi-onde accordés, principalement en raison des restrictions pratiques imposées par ces derniers.

Les ANE pour les fréquences autres que celles indiquées dans les tableaux peuvent être trouvés par interpolation linéaire des valeurs tabulées.

La légende de chaque tableau est la suivante:

R Distance (en mètres) de séparation horizontale entre les points de projection des antennes d'émission et de réception sur le plan de sol.

h_1 Hauteur (en mètres) du centre de l'antenne d'émission au-dessus du plan de sol.

h_2 Plage de hauteurs (en mètres) du centre de l'antenne de réception au-dessus du plan de sol. Le signal maximal reçu dans cette plage de balayage en hauteur est utilisé pour les mesures d'ANE.

f_m Fréquence en MHz.

A_N ANE (voir équation 1, ci-dessous).

NOTE L'espacement R entre des antennes log-périodique en réseau est mesuré à partir de la projection sur le plan de sol du point milieu de l'axe longitudinal de chaque antenne.

On recommande de commencer par les mesures horizontales d'ANE. Ces mesures étant moins sensibles aux anomalies d'essai que les mesures en polarisation verticale, l'ANE mesuré doit impérativement être à moins de ± 4 dB des valeurs données aux tableaux G.1, G.2 et G.3. Sinon, reconstruire la technique de mesure, la dérive des instruments et l'étalonnage des facteurs d'antenne. Si le critère de ± 4 dB est toujours dépassé, on est en présence d'une anomalie importante de l'emplacement qui devrait être clairement apparente, et une action corrective doit être entreprise avant d'effectuer la mesure d'ANE en polarisation verticale.

5.6.6.1 Mesure d'ANE générale

Pour les mesures de chaque polarisation, la procédure d'ANE nécessite deux mesures différentes de la tension reçue V_R . La première valeur de V_R est mesurée avec les deux câbles coaxiaux déconnectés des deux antennes et connectés l'un à l'autre par l'intermédiaire d'un adaptateur. La deuxième valeur de V_R est mesurée avec les deux câbles coaxiaux reconnectés à leur antenne respective et le signal maximal mesuré lorsque l'antenne de réception est balayée en hauteur (de 1 m à 4 m pour 3 m et 10 m de distance de séparation, et soit de 1 m à 4 m soit 2 m à 6 m pour une séparation de 30 m). Pour ces deux mesures, la tension de la

and receive antenna, respectively. This site attenuation ratio is then divided by the product of the antenna factors for the two antennas used. The resulting answer is the normalized site attenuation (NSA) and is expressed in dB. *The site is considered suitable when the measured vertical and horizontal NSA's are within ± 4 dB of the values given in tables G.1, G.2, and G.3, as appropriate.* If the ± 4 dB criterion is exceeded, the test site must be investigated per clause G.4.

NOTE The basis for the 4 dB site acceptability criterion is given in annex L.

The deviation between a measured NSA value and the theoretical value shall not be used as a correction for a measured EUT field strength. This procedure shall be used only for validating a test site.

Table G.1 is used for broadband antennas such as biconical and log periodic arrays both horizontally and vertically aligned with respect to the ground plane. Table G.2 is for tuned half-wave dipoles aligned horizontally with respect to the ground plane. Table G.3 is for tuned half-wave dipoles vertically aligned with respect to the ground plane. Note that in table G.3, there are restrictions in the scan height h_2 . This takes into account the fact that the lowest tip of the receive dipole is kept 25 cm or more from the ground plane.

NOTE The reason for the different tables G.1 and G.2/G.3 is that different geometrical parameters are chosen for a broadband antenna and a tuned half-wave dipole, primarily because of practical restrictions needed for the latter.

NSA for frequencies other than those shown in the tables may be found using straight-line interpolation between the tabulated values.

The legend for each table is as follows:

- R Horizontal separation distance between the projection of the transmit and receive antennas on the ground plane (metres).
- h_1 Height of the centre of the transmit antenna above the ground plane (metres).
- h_2 Range of heights of the centre of the receive antenna above the ground plane (metres). The maximum received signal in this height scan range is used for NSA measurements.
- f_m Frequency in MHz.
- A_N NSA (see equation 1, below).

NOTE The spacing R between log-periodic array antennas is measured from the projection on to the ground plane of the mid-point of the longitudinal axis of each antenna.

It is recommended that horizontal NSA measurements be performed first. Since such measurements are less sensitive than that for vertical polarization in finding test anomalies, the measured NSA should readily be within ± 4 dB of that shown in tables G.1, G.2 and G.3. If not, recheck measurement technique, instrumentation drift and antenna factor calibrations. If the ± 4 dB criterion is still exceeded, a significant site anomaly is present which should be readily apparent and corrective action taken before proceeding to the vertical polarization NSA measurement.

5.6.6.1 General NSA measurement

For each polarization measurement, the NSA procedure requires two different measurements of V_R which is the voltage received. The first reading of V_R is with the two coaxial cables disconnected from the two antennas and connected to each other via an adapter. The second reading of V_R is taken with the coaxial cables reconnected to their respective antennas and the maximum signal measured when the receive antenna is scanned in height. (1-4 m for 3 m and

source de signal V_i est maintenue constante. La première valeur de V_R est appelée V_{DIRECT} et la seconde $V_{\text{EMPLACEMENT}}$. Ces valeurs sont utilisées dans l'équation suivante (1) pour l'ANE mesuré A_N ; tous les termes sont en dB.

$$A_N = V_{\text{DIRECT}} - V_{\text{EMPLACEMENT}} - AF_E - AF_R - \Delta AF_{\text{TOT}} \quad (1)$$

où

AF_E est le facteur d'antenne d'émission;

AF_R est le facteur d'antenne réception;

ΔAF_T est le facteur de correction d'impédance mutuelle.

Il convient de noter que les deux premiers termes représentent la mesure réelle de l'affaiblissement de l'emplacement, c'est-à-dire que $V_{\text{DIRECT}} - V_{\text{EMPLACEMENT}}$ est égal à la vue classique de l'affaiblissement de l'emplacement qui est formé par la perte d'insertion du trajet de propagation, y compris les propriétés des deux antennes utilisées. Des valeurs théoriques pour ΔAF_{TOT} sont données au tableau G.4. AF_E et AF_R doivent être mesurées.

Noter que: $V_{\text{DIRECT}} = V_i - C_E - C_R$

où

C_E et C_R sont les pertes des câbles qui n'ont pas besoin d'être mesurées séparément. Le facteur de correction d'impédance mutuelle du tableau G.4 ne s'applique qu'à la géométrie recommandée pour l'emplacement: une séparation de 3 m, en polarisation horizontale avec doublets demi-onde accordés.

Pour effectuer ces mesures d'ANE, on peut utiliser deux techniques, suivant les instruments disponibles et suivant qu'on utilise une antenne à large bande ou un doublet accordé. Les deux méthodes donnent des résultats globalement égaux si elles sont utilisées correctement, comme indiqué à l'annexe G. Une brève description de chaque méthode est donnée ci-dessous:

a) Méthode de la fréquence discrète

Pour cette méthode, les fréquences spécifiques données aux tableaux G.1, G.2 ou G.3 sont mesurées successivement. A chaque fréquence, l'antenne de réception est balayée sur la plage de hauteur donnée dans le tableau approprié, pour obtenir un signal reçu maximal. Ces valeurs de paramètres mesurées sont intégrées dans l'équation (1) pour obtenir l'ANE mesuré. L'annexe G suggère une procédure utilisant une approche pour l'enregistrement des données, le calcul de l'ANE mesuré, et sa comparaison avec l'ANE théorique.

b) Méthode de la fréquence balayée

Pour cette méthode, des mesures utilisant des antennes à large bande peuvent être effectuées à l'aide d'appareils de mesure automatiques dotés d'une capacité de maintien de crête, (maintien de la valeur maximale), d'une capacité de mémorisation et d'un générateur de poursuite. Dans cette méthode, on déplace l'antenne en hauteur et on balaye en fréquence sur toutes les plages requises. La vitesse de balayage en fréquence doit être beaucoup plus élevée que la vitesse de déplacement en hauteur de l'antenne. Pour le reste, la procédure est la même qu'en a). Une procédure détaillée est donnée à l'annexe G.

5.6.6.2 Détermination des facteurs d'antenne

Des facteurs d'antenne précis sont nécessaires pour la mesure de l'ANE. En général, les facteurs d'antenne fournis avec l'antenne sont inappropriés, à moins d'être mesurés spécifiquement ou individuellement. Des antennes à polarisation linéaire sont nécessaires. Une méthode utile d'étalonnage des antennes est donnée dans l'annexe G. Les facteurs d'antenne donnés par le fabricant peuvent prendre en compte des pertes dues au symétriseur, entre autres caractéristiques. Si un symétriseur séparé ou des câbles associés solidaires sont utilisés, leurs effets doivent être pris en compte. La formule à utiliser pour les doublets demi-onde accordés est également donnée à l'annexe G.

10 m separation distances and either 1-4 m or 2-6 m for the 30 m separation.) For both of these measurements, the signal source voltage, V_i , is kept constant. The first reading of V_R is called V_{DIRECT} and the second is V_{SITE} . These are used in the following equation (1) for the measured NSA, A_N ; all terms are in dB.

$$A_N = V_{\text{DIRECT}} - V_{\text{SITE}} - AF_T - AF_R - \Delta AF_{\text{TOT}} \quad (1)$$

where

AF_T is the transmit antenna factor;

AF_R is the receive antenna factor;

ΔAF_{TOT} is the mutual impedance correction factor.

Note that the first two terms represent the actual measurement of site attenuation, i.e. $V_{\text{DIRECT}} - V_{\text{SITE}}$ is equal to the classical view of site attenuation, which is constituted by the insertion loss of the propagation path with the inclusion of the properties of the two antennas used. Theoretical values for ΔAF_{TOT} are given in table G.4. AF_T and AF_R shall be measured.

Note that: $V_{\text{DIRECT}} = V_i - C_T - C_R$

where C_T and C_R are the cable losses which do not need to be measured separately. The mutual impedance correction factor in table G.4 applies only to the recommended site geometry of 3 m separation, horizontal polarization and the use of half-wavelength tuned dipoles.

To accomplish these NSA measurements, two techniques can be used, depending on the instrumentation available and whether a broadband or tuned dipole is used. Both methods give essentially equal results if used correctly as outlined in annex G. Briefly, each method is described as follows:

a) Discrete frequency method

For this method, specific frequencies given in tables G.1, G.2 or G.3 are measured in turn. At each frequency the receive antenna is scanned over the height range given in the appropriate table to maximize the received signal. These measured parameter values are inserted in equation (1) to obtain the measured NSA. Annex G contains a suggested procedure approach to record the data, calculate the measured NSA, and then compare it with the theoretical NSA.

b) Swept frequency method

For this method, measurements using broadband antennas may be made using automatic measuring equipment having a peak hold (maximum hold), storage capability, and a tracking generator. In this method both antenna height and frequency are scanned or swept over the required ranges. The frequency sweep speed shall be much greater than the antenna height scan rate. Otherwise the procedure is the same as in a). A detailed procedure is given in annex G.

5.6.6.2 Antenna factor determination

Accurate antenna factors are necessary in measuring NSA. In general, antenna factors provided with the antenna are inadequate unless they are specifically or individually measured. Linearly polarized antennas are required. A useful antenna calibration method is contained in annex G. Manufacturer's antenna factors may account for losses due to the balun among other features. If a separate balun or any integrally associated cables are used, their effects must be accounted for. The formula to use for tuned half-wave dipoles is also contained in annex G.

5.6.6.3 Ecart d'affaiblissement de l'emplacement

Si les mesures d'ANE s'écartent de plus 4 dB, il convient de reconstrôler d'abord plusieurs points:

- a) procédure de mesure;
- b) précision des facteurs d'antenne;
- c) dérive de la source de signal ou précision de l'atténuateur d'entrée du récepteur ou de l'analyseur de spectre et de la lecture.

Si aucune erreur n'est trouvée en a), b) ou c), c'est l'emplacement qui est en cause et il convient d'effectuer une recherche détaillée des causes possibles de variabilité de l'emplacement. L'annexe L donne les erreurs pouvant se produire au cours des mesures d'ANE.

Il faut noter que la polarisation verticale étant en général la mesure la plus critique, il convient de rechercher les anomalies de l'emplacement en utilisant cette mesure plus sensible, plutôt que les résultats en polarisation horizontale. Les points clés à examiner comprennent:

- a) la dimension du plan de sol et la non-conformité de sa construction;
- b) les objets situés à la périphérie de l'emplacement et susceptibles de provoquer une dispersion indésirable;
- c) la couverture de protection contre les intempéries;
- d) la discontinuité du plan de sol au niveau de la circonférence de la table tournante lorsque la surface de la table tournante est conductrice et au même niveau que le plan de sol;
- e) les couvertures de plan de sol en diélectrique épais;
- f) les ouvertures dans le plan de sol pour cages d'escaliers.

5.6.7 Aptitude des autres emplacements d'essai

Il existe beaucoup d'emplacements d'essai et de moyens d'essai construits pour mesurer les émissions rayonnées. La plupart sont protégés contre les intempéries et contre les perturbations provoquées par le bruit radioélectrique ambiant. Les emplacements d'essai en espace libre, couverts et protégés contre les intempéries et les cages de Faraday tapissées de matériaux absorbants, font partie de ces emplacements d'essai.

Chaque fois qu'un matériau absorbant entoure l'emplacement d'essai, il est possible que le résultat d'une mesure unique d'atténuation normalisée de l'emplacement (ANE), comme spécifiée en 5.6.6, ne suffise pas à démontrer l'aptitude de l'emplacement d'essai.

On recommande la procédure suivante pour démontrer l'aptitude de tel emplacement d'essai. Elle est basée sur de multiples mesures d'ANE effectuées dans tout le volume occupé par l'appareil en essai. Ces mesures d'ANE doivent toutes être comprises dans le bilan d'erreur de ± 4 dB pour que l'emplacement soit jugé apte et équivalent à un emplacement d'essai en espace libre.

Les dispositions de ce paragraphe concernent les autres emplacements d'essai qui sont munis d'un plan de sol conducteur.

5.6.7.1 Atténuation normalisée pour les autres emplacements d'essai

Pour un autre emplacement d'essai, une mesure unique d'ANE est insuffisante pour mettre en évidence les réflexions dues aux matériaux de construction et/ou aux matériaux absorbants RF constituant les murs et le plafond de l'emplacement. Pour ces emplacements un «volume d'essai» est défini comme le volume tracé par le plus gros appareil ou système à mesurer, lorsqu'il tourne de 360° autour de sa position centrale, par exemple sur une table tournante.

5.6.6.3 Site attenuation deviations

If measurements of NSA deviate by more than ± 4 dB, several items should be re-checked first:

- a) measurement procedure;
- b) accuracy of antenna factors;
- c) drift in signal source or accuracy of receiver or spectrum analyzer input attenuator and reading.

If no errors are found in a), b) and c), then the site is at fault and detailed investigation of possible causes of site variability should be made. Annex L contains the errors that can occur with NSA measurements.

Note that since the vertical polarization is generally the more critical measurement, site anomalies should be investigated using this more sensitive measurement rather than the horizontal polarization results. Key items to investigate include:

- a) ground plane size and construction inadequacy;
- b) objects at the perimeter of the site that may be causing undesired scattering;
- c) all-weather cover;
- d) ground plane discontinuity at the turntable circumference when the turntable surface is conductive and at the same elevation as the ground plane;
- e) thick dielectric ground plane covers;
- f) openings in ground plane for stairways.

5.6.7 Alternative test site suitability

There are many different test sites and facilities that have been constructed to make radiated emission measurements. Most are protected from the weather and the adverse effects of the radio frequency ambient. These include all weather-covered open area test sites and absorber-lined shielded rooms.

Whenever construction material encloses a test site, there is the possibility that the results of a single normalized site attenuation (NSA) measurement, as specified in 5.6.6, are not adequate to show such alternative site suitability.

To assess alternative test site suitability, the following procedure is recommended. It is based on making multiple NSA measurements throughout a volume occupied by the EUT. These NSA measurements shall all come within the error budget of ± 4 dB to be judged suitable as an equivalent to an open area test site.

The discussion in this section concerns alternative test sites which have a conducting ground plane.

5.6.7.1 Normalized site attenuation for alternative test sites

For an alternative test site a single NSA measurement is insufficient to pick up possible reflections from the construction and/or RF-absorbing material comprising the walls and ceiling of the facility. For these sites a "test volume" is defined as that volume traced out by the largest equipment or system to be tested as it is rotated about its centre location through 360°, such as by a turntable. In evaluating horizontal and vertical polarization, such as

20 mesures d'atténuation de l'emplacement comme indiqué aux figures 51a et 51b. Ces 20 mesures se déduisent de: cinq positions dans le plan horizontal (centre, droite, gauche, devant, derrière, par rapport au centre et à une ligne tracée du centre à la position de l'antenne de mesure), pour les deux polarisations (horizontale et verticale) et pour deux hauteurs (1 m et 2 m en polarisation horizontale et 1 m et 1,5 m en polarisation verticale).

Ces mesures sont effectuées avec une antenne à large bande et les distances sont mesurées par rapport au centre de l'antenne. Les antennes d'émission et de réception doivent être alignées, leurs éléments respectifs doivent être parallèles les uns aux autres et doivent être perpendiculaires à l'axe de mesure.

Pour les mesures en polarisation verticale, les positions décentrées des antennes d'émission sont placées à la périphérie du volume d'essai. De plus, le point le plus bas de l'antenne doit se situer à plus de 25 cm du sol, ce qui peut nécessiter de placer le centre de l'antenne à une hauteur légèrement supérieure à 1 m lors de la mesure à la plus faible hauteur.

Pour les mesures en polarisation horizontale dans les positions droite et gauche, si la distance entre les matériaux de construction et/ou les matériaux absorbants constituant les murs latéraux, et la périphérie de l'appareil en essai est inférieure à 1 m, le centre de l'antenne est déplacé vers le centre du volume de sorte que le point extrême de l'antenne soit situé à la périphérie ou à une distance de la périphérie ne dépassant pas 10 % du diamètre du volume d'essai. Pour les positions avant et arrière, les antennes sont placées à la périphérie du volume d'essai.

On peut réduire le nombre de mesures nécessaires dans les conditions données ci-dessous:

- a) On peut ne pas effectuer les mesures en polarisation verticale et horizontale pour la position arrière si le point le plus proche des matériaux de construction ou des matériaux absorbants est situé à une distance supérieure à 1 m de la limite arrière du volume d'essai.

NOTE Il a été montré que les sources situées au voisinage d'interfaces diélectriques présentaient des variations de distribution de courant qui peuvent affecter les caractéristiques de rayonnement de la source en ces endroits. Lorsque l'appareil en essai peut être situé près de ces interfaces, des mesures supplémentaires d'atténuation de l'emplacement sont nécessaires.

- b) Le nombre total de mesures en polarisation horizontale le long du diamètre du volume d'essai, entre les positions droite et gauche peut être réduit au nombre minimal nécessaire pour que les surfaces projetées par l'antenne couvrent, au total, 90 % du diamètre.
- c) On peut ne pas effectuer les mesures à 1,5 m de hauteur en polarisation verticale si le point le plus haut de l'appareil en essai, y compris la table de montage, est situé à moins de 1,5 m de haut.
- d) Si le volume d'essai est inférieur ou égal à 1 m en profondeur par 1,5 m en largeur et 1,5 m en hauteur, y compris une table éventuellement, les mesures en polarisation horizontale sont effectuées uniquement pour les positions centre, avant, arrière, mais aux deux hauteurs 1 m et 2 m. Si le point a) ci-dessus s'applique, la position arrière peut être omise. Ceci entraîne un minimum de huit mesures: quatre positions en polarisation verticale (gauche, centre, droit et avant) pour une hauteur et quatre positions en polarisation horizontale (centre et avant) pour deux hauteurs; voir figures 51c et 51d.

Les mesures d'ANE doivent être effectuées avec les antennes d'émission et de réception séparées par une distance constante, conformément aux tableaux 16 et 17. Noter que ces tableaux ont été modifiés pour s'adapter à ces mesures d'ANE, en ajoutant des valeurs pour une nouvelle hauteur de l'antenne d'émission et en limitant le balayage en hauteur entre 1 m et 4 m pour une distance R de 30 m. L'antenne de réception doit être déplacée pour maintenir une distance appropriée le long de la ligne passant par le centre de la table tournante (voir figures 51a, 51b, 51c et 51d). On considère que l'emplacement d'essai est apte aux mesures de rayonnement si toutes les mesures d'ANE prescrites ci-dessus remplissent les exigences du 5.6.7.2 et si le plan de sol remplit les exigences du 5.6.7.3 ci-dessous.

NOTE Des études sont en cours pour déterminer si des essais supplémentaires sont nécessaires pour vérifier l'aptitude des emplacements d'essai.

illustrated in figures 51a and 51b, it may require a maximum of 20 separate site attenuation measurements, i.e. five positions in the horizontal plane (centre, left, right, front, and rear, measured with respect to the centre and a line drawn from the centre to the position of the measuring antenna), for two polarizations (horizontal and vertical), and for two heights (1 m and 2 m horizontal, 1 m and 1,5 m vertical).

These measurements are carried out with a broadband antenna and distances are measured with respect to the centre of the antenna. The transmit and receive antennas shall be aligned with the antenna elements parallel to each other and orthogonal to the measurement axis.

For vertical polarization, the off-centre positions of the transmit antenna are at the periphery of the test volume. Furthermore, the lower tip of the antenna shall be greater than 25 cm from the floor, which may require the centre of the antenna to be slightly higher than 1 m for the lowest height measurement.

For horizontal polarization measurements in the left and right positions if the distance between the construction and/or absorbing material on the side walls and EUT periphery is less than 1 m, the centre of the antenna is moved towards to central position so that the extreme tip of the antenna is either at the periphery or distant from the periphery by not more than 10 % of the test volume diameter. The front and rear positions are at the periphery of the test volume.

The number of required measurements can be reduced under the following circumstances:

- a) The vertical and horizontal polarization measurements in the rear position may be omitted if the closest point of the construction and/or absorbing material is at a distance greater than 1 m from the rear boundary of the test volume.

NOTE Radiated emission sources located near dielectric interfaces have been shown to have variations in current distribution that can affect the radiated properties of the source at that location. When EUT can be located near these interfaces, additional site attenuation measurements are required.

- b) The total number of horizontal polarization measurements along the test volume diameter joining the left and right positions may be reduced to the minimum number necessary for the antenna footprints to cover 90 % of the diameter.
- c) The vertical polarization measurements at the 1,5 m height may be omitted if the top of the EUT, including any table mounting, is less than 1,5 m in height.
- d) If the test volume is no larger than 1 m in depth, by 1,5 m in width, by 1,5 m in height, including table if used, horizontal polarization measurements need only be made at the centre, front and rear positions but at the height of both 1 m and 2 m. If item a) above applies, the rear position may be omitted. This will require a minimum of eight measurements: four positions vertical polarization (left, centre, right, and front) for one height, and four positions horizontal polarization (centre and front) for two heights; see figures 51c and 51d.

NSA measurements shall be performed with the transmit and receive antenna separation held constant according to tables 16 and 17. Note that these tables have been modified to accommodate these NSA measurements by adding values for an additional transmit height and to limit the 30 m scan height to between 1 m and 4 m. The receive antenna must be moved to maintain the appropriate separation along a line towards the turntable centre (see figures 51a, 51b, 51c and 51d). The alternative test site is considered suitable for performing radiated emission testing if all NSA measurements prescribed above meet the requirements of 5.6.7.2 and the ground plane requirements of 5.6.7.3 below.

NOTE Studies are underway to determine if any further tests are required to show alternate test site suitability.

5.6.7.2 Atténuation de l'emplacement

Un emplacement d'essai doit être considéré comme acceptable pour les mesures de rayonnement électromagnétique si les valeurs d'ANE mesurées sont à ± 4 dB égales à la valeur théorique d'ANE pour un emplacement idéal.

5.6.7.3 Plan de sol conducteur

Les emplacements d'essai pour les mesures de rayonnement doivent être munis d'un plan de sol conducteur. Le plan de sol doit dépasser d'au moins 1 m la périphérie de l'appareil en essai et l'antenne de mesure la plus grande. Il doit couvrir toute la zone située entre l'appareil en essai et l'antenne. Le plan de sol doit être en métal sans trou ni espace de dimensions longitudinales supérieures à un dixième de la longueur d'onde à la fréquence de mesure la plus élevée. Il peut être nécessaire d'utiliser un plan de sol de dimensions supérieures si les mesures d'ANE ne remplissent pas le critère de ± 4 dB.

NOTE Des études sont en cours pour savoir s'il est nécessaire de spécifier une dimension minimale du plan de sol.

**Tableau 16 – Affaiblissement normalisé de l'emplacement
(géométries recommandées pour les doublets demi-onde accordés
avec polarisation horizontale)**

Polarisation <i>R</i> <i>h</i> ₁ <i>h</i> ₂	Horizontale 3 m 2 m 1 m à 4 m	Horizontale 10 m 2 m 1 m à 4 m	Horizontale 30 m 2 m 1 m à 4 m
<i>f</i> _m MHz	<i>A</i> _N dB		
30	11,0	24,1	41,7
35	8,8	21,6	39,1
40	7,0	19,4	36,8
45	5,5	17,5	34,7
50	4,2	15,9	32,9
60	2,2	13,1	29,8
70	0,6	10,9	27,2
80	-0,7	9,2	24,9
90	-1,8	7,8	23,0
100	-2,8	6,7	21,2
120	-4,4	5,0	18,2
140	-5,8	3,5	15,8
160	-6,7	2,3	13,8
180	-7,2	1,2	12,0
200	-8,4	0,3	10,6
250	-10,6	-1,7	7,8
300	-12,3	-3,3	6,1
400	-14,9	-5,8	3,5
500	-16,7	-7,6	1,6
600	-18,3	-9,3	0
700	-19,7	-10,6	-1,4
800	-20,8	-11,8	-2,5
900	-21,8	-12,9	-3,5
1 000	-22,7	-13,8	-4,5

5.6.7.2 Site attenuation

A measurement site shall be considered acceptable for radiated electromagnetic field measurements if the measured horizontal and vertical NSA measurements are within ± 4 dB of the theoretical normalized site attenuation for an ideal site.

5.6.7.3 Conducting ground plane

A conducting ground plane is required at a radiated emission test site. The conducting ground plane shall extend at least 1 m beyond the periphery of the EUT and the largest measurement antenna, and cover the entire area between the EUT and the antenna. It shall be of metal with no holes or gaps having longitudinal dimensions larger than one-tenth of a wavelength at the highest frequency of measurement. A larger size conducting ground plane may be required if the NSA measurements do not meet the ± 4 dB criterion.

NOTE Ongoing studies may indicate the need for specifying minimum conductive ground plane size.

**Table 16 – Normalized site attenuation
(recommended geometries for tuned half-wave dipoles with horizontal polarization)**

Polarization	Horizontal	Horizontal	Horizontal
R	3 m	10 m	30 m
h_1	2 m	2 m	2 m
h_2	1 m to 4 m	1 m to 4 m	1 m to 4 m
f_m MHz	A_{NSA} dB		
30	11,0	24,1	41,7
35	8,8	21,6	39,1
40	7,0	19,4	36,8
45	5,5	17,5	34,7
50	4,2	15,9	32,9
60	2,2	13,1	29,8
70	0,6	10,9	27,2
80	-0,7	9,2	24,9
90	-1,8	7,8	23,0
100	-2,8	6,7	21,2
120	-4,4	5,0	18,2
140	-5,8	3,5	15,8
160	-6,7	2,3	13,8
180	-7,2	1,2	12,0
200	-8,4	0,3	10,6
250	-10,6	-1,7	7,8
300	-12,3	-3,3	6,1
400	-14,9	-5,8	3,5
500	-16,7	-7,6	1,6
600	-18,3	-9,3	0
700	-19,7	-10,6	-1,4
800	-20,8	-11,8	-2,5
900	-21,8	-12,9	-3,5
1 000	-22,7	-13,8	-4,5

**Tableau 17 – Affaiblissement normalisé de l'emplacement*
(géométries recommandées pour les antennes à large bande)**

Polarisation	Horizontale	Horizontale	Horizontale	Verticale	Verticale	Verticale	Verticale
<i>R</i>	3 m	10 m	30 m	3 m	3 m	10 m	30 m
<i>h</i> ₁	1 m	1 m	1 m	1 m	1,5 m	1 m	1 m
<i>h</i> ₂	1 m à 4 m	1 m à 4 m	1 m à 4 m	1 m à 4 m	1 m à 4 m	1 m à 4 m	1 m à 4 m
<i>f</i> _m MHz	<i>A</i> _N dB						
30	15,8	29,8	47,8	8,2	9,3	16,7	26,0
35	13,4	27,1	45,1	6,9	8,0	15,4	24,7
40	11,3	24,9	42,8	5,8	7,0	14,2	23,5
45	9,4	22,9	40,8	4,9	6,1	13,2	22,5
50	7,8	21,1	38,9	4,0	5,4	12,3	21,6
60	5,0	18,0	35,8	2,6	4,1	10,7	20
70	2,8	15,5	33,1	1,5	3,2	9,4	18,7
80	0,9	13,3	30,8	0,6	2,6	8,3	17,5
90	-0,7	11,4	28,8	-0,1	2,1	7,3	16,5
100	-2,0	9,7	27	-0,7	1,9	6,4	15,6
120	-4,2	7,0	23,9	-1,5	1,3	4,9	14,0
140	-6,0	4,8	21,2	-1,8	-1,5	3,7	12,7
160	-7,4	3,1	19	-1,7	-3,7	2,6	11,5
180	-8,6	1,7	17	-1,3	-5,3	1,8	10,5
200	-9,6	0,6	15,3	-3,6	-6,7	1,0	9,6
250	-11,7	-1,6	11,6	-7,7	-9,1	-0,5	7,7
300	-12,8	-3,3	8,8	-10,5	-10,9	-1,5	6,2
400	-14,8	-5,9	4,6	-14,0	-12,6	-4,1	3,9
500	-17,3	-7,9	1,8	-16,4	-15,1	-6,7	2,1
600	-19,1	-9,5	0	-16,3	-16,9	-8,7	0,8
700	-20,6	-10,8	-1,3	-18,4	-18,4	-10,2	-0,3
800	-21,3	-12,0	-2,5	-20,0	-19,3	-11,5	-1,1
900	-22,5	-12,8	-3,5	-21,3	-20,4	-12,6	-1,7
1 000	-23,5	-13,8	-4,4	-22,4	-21,4	-13,6	-3,5

* Ces données s'appliquent aux antennes qui sont éloignées d'au moins 25 cm du plan de sol lorsque les centres de ces antennes sont situés à 1 m au-dessus du plan de sol, en polarisation verticale.

**Table 17 – Normalized site attenuation*
(recommended geometries for broadband antennas)**

Polarization	Horizontal	Horizontal	Horizontal	Vertical	Vertical	Vertical	Vertical
<i>R</i>	3 m	10 m	30 m	3 m	3 m	10 m	30 m
<i>h</i> ₁	1 m	1 m	1 m	1 m	1,5 m	1 m	1 m
<i>h</i> ₂	1 m to 4 m	1 m to 4 m	1 m to 4 m	1 m to 4 m	1 m to 4 m	1 m to 4 m	1 m to 4 m
<i>f</i> _m MHz	<i>A</i> _N dB						
30	15,8	29,8	47,8	8,2	9,3	16,7	26,0
35	13,4	27,1	45,1	6,9	8,0	15,4	24,7
40	11,3	24,9	42,8	5,8	7,0	14,2	23,5
45	9,4	22,9	40,8	4,9	6,1	13,2	22,5
50	7,8	21,1	38,9	4,0	5,4	12,3	21,6
60	5,0	18,0	35,8	2,6	4,1	10,7	20
70	2,8	15,5	33,1	1,5	3,2	9,4	18,7
80	0,9	13,3	30,8	0,6	2,6	8,3	17,5
90	-0,7	11,4	28,8	-0,1	2,1	7,3	16,5
100	-2,0	9,7	27	-0,7	1,9	6,4	15,6
120	-4,2	7,0	23,9	-1,5	1,3	4,9	14,0
140	-6,0	4,8	21,2	-1,8	-1,5	3,7	12,7
160	-7,4	3,1	19	-1,7	-3,7	2,6	11,5
180	-8,6	1,7	17	-1,3	-5,3	1,8	10,5
200	-9,6	0,6	15,3	-3,6	-6,7	1,0	9,6
250	-11,7	-1,6	11,6	-7,7	-9,1	-0,5	7,7
300	-12,8	-3,3	8,8	-10,5	-10,9	-1,5	6,2
400	-14,8	-5,9	4,6	-14,0	-12,6	-4,1	3,9
500	-17,3	-7,9	1,8	-16,4	-15,1	-6,7	2,1
600	-19,1	-9,5	0	-16,3	-16,9	-8,7	0,8
700	-20,6	-10,8	-1,3	-18,4	-18,4	-10,2	-0,3
800	-21,3	-12,0	-2,5	-20,0	-19,3	-11,5	-1,1
900	-22,5	-12,8	-3,5	-21,3	-20,4	-12,6	-1,7
1 000	-23,5	-13,8	-4,4	-22,4	-21,4	-13,6	-3,5

* This data applies to antennas that have at least 25 cm of ground plane clearance when the centre of the antennas is 1 m above the ground plane in vertical polarization.

5.7 Chambre réverbérante pour la mesure de la puissance totale rayonnée

La mesure de la puissance rayonnée totale est considérée comme un paramètre significatif pour la maîtrise des perturbations de certains types d'appareils fonctionnant dans la gamme des hyperfréquences, en raison de l'existence de diagrammes de rayonnement tridimensionnels complexes qui dépendent des conditions de fonctionnement et d'environnement de l'appareil. Elle peut être mesurée en plaçant l'appareil dans une chambre adaptée, à parois métalliques. Des agitateurs rotatifs sont installés pour éviter des effets d'ondes stationnaires qui pourraient autrement produire une distribution non uniforme de la densité d'énergie dans la chambre. La densité d'énergie à une position quelconque de la chambre, sous réserve de forme, position et dimensions convenables, varie de manière aléatoire en phase, amplitude et polarisation selon une loi de distribution statistique constante.

5.7.1 Chambre

5.7.1.1 Dimensions et forme

Les dimensions de la chambre doivent être grandes par rapport à la longueur d'onde de la plus basse fréquence considérée. La chambre doit également être assez grande pour recevoir l'appareil en essai, les agitateurs et les antennes de mesure. Les dimensions d'un appareil hyperfréquence varient de celles d'un petit four ayant un volume d'environ 0,2 m³ à celles de grands appareils de 1,7 m de hauteur sur une base de 760 mm. La chambre peut avoir n'importe quelle forme, pourvu que ses trois dimensions soient du même ordre. Il convient que ces trois dimensions soient, de préférence, différentes. Si la fréquence la plus basse est de 1 GHz, la chambre doit avoir un volume d'au moins 8 m³. Les dimensions réelles dépendent des caractéristiques physiques de la chambre. Voir 5.7.1.4 pour les méthodes d'essais d'aptitude de la chambre.

Les murs et les agitateurs doivent être métalliques. Les joints entre les éléments métalliques doivent être robustes et avoir une faible résistance électrique sur toute leur longueur, et doivent être exempts de corrosion superficielle. Aucun matériau absorbant, tel que du bois, ne doit être placé dans la chambre.

5.7.1.2 Porte, ouvertures dans les murs et équerres de montage

La porte de l'enceinte doit être assez grande pour permettre le passage des opérateurs et des appareils. Elle doit s'ouvrir vers l'extérieur et fermer convenablement pour minimiser les pertes d'énergie. Pour faciliter le montage des antennes d'émission et de réception à l'intérieur de la chambre, des équerres de montage peuvent être fixées aux murs.

5.7.1.3 Agitateurs

Deux exemples d'agitateurs sont décrits ici. D'autres formes sont autorisées à condition que l'efficacité d'agitation satisfasse aux critères de 5.7.1.4.

5.7.1.3.1 Pales tournantes

Si on utilise des pales tournantes, deux d'entre elles doivent être placées sur des murs adjacents de la chambre et séparées des murs d'au moins 1/4 de la longueur d'onde maximale utilisée et être d'une épaisseur suffisante pour être rigides. Elles doivent avoir la longueur maximale possible compte tenu des dimensions du mur et leur largeur doit être d'environ 1/5 de leur longueur.

5.7.1.3.2 Aubes tournantes

Si des aubes tournantes sont utilisées, deux ou trois aubes sont montées sur les murs de la chambre. Les aubes doivent être à angle droit les unes par rapport aux autres. Elles peuvent avoir la forme illustrée à la figure 18, et tourner autour d'un axe parallèle à leur longueur. Le diamètre de l'espace tubulaire balayé doit normalement être au moins égal à la longueur d'onde maximale utilisée, et les longueurs doivent normalement avoir la valeur maximale possible compte tenu des dimensions des murs. Leur structure doit être rigide.

5.7 Reverberating chamber for total radiated power measurement

For some types of equipment operating in the microwave frequency range, because of the existence of complex three-dimensional radiation patterns which are sensitive to equipment operating conditions and its surroundings, the measurement of total radiated power is considered to be a significant parameter related to disturbance control. It can be measured by placing the equipment in a suitable chamber with metal walls. To avoid effects of standing waves that would otherwise produce non-uniform distribution of energy density with position in the chamber, rotating stirrers are installed. With proper size, shape and position, the energy density at any position in the chamber varies randomly with a constant statistical distribution law in phase, amplitude and polarization.

5.7.1 Chamber

5.7.1.1 Size and shape

The linear dimensions of the chamber shall be large relative to the wavelength of the lowest frequency of interest. It shall also be large enough to accommodate the equipment under test, the stirrers and the measuring antennas. Microwave equipment varies in size from the small table top oven having a volume of about 0,2 m³ to large units 1,7 m high with a 760 mm base. The chamber may be of any shape provided its three dimensions are of the same order. The three dimensions should preferably be different. For a lowest frequency of 1 GHz, the chamber shall have a volume at least 8 m³. The actual dimensions will depend on the physical characteristics of the chamber. See 5.7.1.4 for method of test of the suitability of the chamber.

The walls and the stirrers shall be metallic. Joints between the metallic members shall be mechanically sound and of low electrical resistance along the whole length, and there shall be no surface corrosion. No absorbing material, such as wood, shall be placed inside the chamber.

5.7.1.2 Door, openings in walls, and mounting brackets

The enclosure door shall be large enough to allow the passage of operators and equipment. It shall open outward, and fit tightly to minimize energy losses. For convenience in mounting, transmitting and receiving antennas inside the chamber, mounting brackets may be fixed to the walls.

5.7.1.3 Stirrers

The following describes two examples of stirrers. Other shapes are permissible provided stirring efficiency meets the criteria in 5.7.1.4.

5.7.1.3.1 Rotating vanes

If rotating vanes are used, two vanes are placed on adjacent walls of the chamber spaced at least 1/4 of the maximum wavelength used from the walls and of sufficient thickness to be rigid. They shall be of the maximum length allowed by the wall sizes and their width shall be about 1/5 of the length.

5.7.1.3.2 Rotating paddles

If rotating paddles are used, two or three paddles are mounted on the walls of the chamber. The paddles shall be mutually at right angles. The paddles may be of the shape shown in figure 18 and rotate about an axis parallel to their length. The diameter of the swept tubular space shall be at least equal to the maximum wavelength used, and the lengths shall be the maximum allowed by the wall sizes. The structure shall be rigid.

5.7.1.3.3 Vitesse de rotation

La vitesse de rotation de chaque agitateur doit être différente. La durée maximale de chaque rotation des agitateurs doit être inférieure à 1/5 du temps d'intégration de l'appareil de mesure. Une vitesse convenable pour l'appareil de mesure décrit en 5.7.1.5 est de 50 tr/min à 200 tr/min. Les moteurs utilisés pour faire tourner les agitateurs, ainsi que leurs réducteurs, doivent de préférence être situés à l'extérieur des murs de la chambre.

5.7.1.4 Essais d'efficacité des agitateurs

La distribution uniforme désirée de l'énergie dans la chambre est indiquée par la régularité de la variation de l'affaiblissement de couplage (décrit en 5.7.1.5) en fonction de la fréquence. Aux basses fréquences, en raison des longueurs d'onde plus grandes, il est plus difficile de réaliser cette uniformité et il existe des minima et maxima prononcés. Plus l'efficacité des agitateurs est grande, plus l'écart entre les minima et les maxima est faible, plus la fréquence utilisable est basse.

L'affaiblissement de couplage est mesuré sur toute la gamme de fréquences utile de la chambre. Aux fréquences basses auxquelles on peut observer les maxima et minima, les valeurs doivent être mesurées à des intervalles d'environ 100 MHz. L'antenne de réception reste alors fixe, on fait tourner l'antenne d'émission à des intervalles de 45 degrés et on répète l'essai pour chaque position et chaque fréquence. L'essai complet doit être répété de nouveau avec l'antenne de réception tournée de 90 degrés. On considère que les agitateurs sont satisfaisants lorsque: (1) l'enveloppe de la courbe des minima et maxima ne dépasse pas 2 dB pour n'importe quelle position de l'antenne d'émission, et lorsque (2) la moyenne des quatre courbes est comprise dans une enveloppe de 2 dB ou moins. Un résultat typique est illustré à la figure 19.

5.7.1.5 Affaiblissement de couplage

L'affaiblissement de couplage de la chambre est la perte d'insertion mesurée entre les bornes des antennes de réception et d'émission de la chambre. Un générateur de mesure étalonné dont la puissance de sortie peut être mesurée avec précision, est utilisé pour alimenter une antenne d'émission à faible perte (par exemple une antenne cornet) située dans la chambre ou sur un mur de la chambre. Une antenne de réception peut être placée à n'importe quel point de la chambre, à condition qu'elle soit à au moins 1/4 de longueur d'onde des murs et qu'elle ne soit pas dirigée vers l'antenne d'émission ou, vers le mur de la chambre le plus proche, ou alignée sur l'un des axes de la chambre.

Un amplificateur RF à faible bruit est connecté à l'antenne de réception via un filtre passe-haut; sa sortie est branchée, à travers un filtre passe-bande, à un détecteur à diode. Le filtre passe-bande doit être accordé à la fréquence concernée et avoir la bande passante spécifiée. La sortie du détecteur est branchée à un voltmètre de crête à temps de maintien de crête spécifié (ce temps de maintien dépend de l'appareil mesuré). Un analyseur de spectre peut également être utilisé pour cette mesure. La puissance P fournie à l'antenne d'émission est notée. Ensuite, le générateur de signaux est connecté à l'entrée de l'amplificateur à faible bruit, et la puissance de sortie p est réglée pour obtenir la même lecture sur le voltmètre. La puissance fournie à l'amplificateur à faible bruit est notée. L'affaiblissement de couplage est $10 \lg (P/p)$ dB.

5.8 Boîtiers de couplage pour la mesure de l'immunité aux courants conduits

Les boîtiers de couplage sont conçus pour injecter le courant perturbateur sur les conducteurs en essai et pour isoler des effets de ces courants les autres conducteurs et appareils branchés à l'appareil en essai. Avec une impédance de source de 150 Ω , il existe une corrélation utile entre le champ de perturbation RF agissant sur une installation réelle et la f.é.m. qu'il faut appliquer dans la méthode d'injection de courant pour produire le même niveau de dégradation au moins jusqu'à des fréquences de 30 MHz. L'immunité d'un appareil est exprimée par cette valeur de f.é.m. Les annexes M et N donnent le principe de fonctionnement et des exemples de types de boîtiers de couplage et leur construction.

5.7.1.3.3 Rotating speed

The rotation speeds of the stirrers shall be different. The longest time for one rotation of the stirrers shall be less than 1/5 of the integrating time of the measuring instrument. For the measuring equipment described in 5.7.1.5, a suitable rate is between 50 rev/min and 200 rev/min. The motors used to rotate the stirrers, together with their reduction gear, should preferably be outside the walls of the chamber.

5.7.1.4 Test for the efficiency of the stirrers

The desired uniform distribution of energy in the chamber is shown by the smoothness of the variation with frequency of coupling attenuation (described in 5.7.1.5). At low frequencies, due to the longer wavelengths, it is more difficult to achieve this uniformity and there exist pronounced maxima and minima. The greater the efficiency of the stirrers the smaller are these maxima and minima and hence the usable frequency is lower.

The coupling attenuation is measured over the usable frequency range of the chamber. At the lower frequencies where the maxima and minima are observable, values shall be measured at about 100 MHz intervals. The receiving antenna then remains fixed, the transmitting antenna is rotated at 45-degree intervals and the test is repeated for each position and at each frequency. The whole test shall be repeated again with the receiving antenna rotated at 90 degrees. The stirrers are considered satisfactory when: (1) the envelope of the graph of the maxima and the minima does not exceed 2 dB in any position of the transmitting antenna, and, (2) the means of the four graphs are within an envelope of 2 dB or less. Figure 19 shows a typical result.

5.7.1.5 Coupling attenuation

The coupling attenuation of a chamber is the insertion loss measured between the terminals of the transmitting and the receiving antennas in the chamber. A calibrated signal generator whose power output can be accurately measured is used to feed power to a low-loss transmitting antenna (e.g. a horn antenna) located inside the chamber or on a chamber wall. A receiving antenna may be placed at any point in the chamber provided it is at least 1/4 wavelength from the walls and not pointing toward the transmitting antenna, towards the nearest chamber wall, or aligned with any of the chamber axis.

A low-noise RF amplifier is connected to the receiving antenna via a high-pass filter; its output is connected through a band-pass filter to a diode detector. The band-pass filter shall be tuned to the frequency of interest and be of the specified bandwidth. The output of the detector is connected to a peak reading voltmeter with a specified peak-hold time (the hold time will depend on the equipment being measured). A spectrum analyzer may also be used for this measurement. The power absorbed by the transmitting antenna, P , is noted. The signal generator is then connected to the input of the low-noise amplifier, and its power output, p , is adjusted to give the same voltmeter reading. The power absorbed by the low-noise amplifier is noted. The coupling attenuation is $10 \lg (P/p)$ dB.

5.8 Coupling units for conducted current immunity measurement

The coupling units are designed to inject the disturbance current on to the leads under test and to isolate the other leads and any apparatus which is connected to the equipment under test from the effects of these currents. With a 150Ω source impedance, there is a useful correlation between the RF disturbance field strength acting on a real installation and the e.m.f. that must be applied in the current injection method to produce the same degree of impairment, at least for frequencies up to 30 MHz. The immunity of an apparatus is expressed by this e.m.f. value. Annexes M and N give the principle of operation and examples of types of units and their construction.

5.8.1 Caractéristiques

Les contrôles de performances des boîtiers de couplage sont effectués sur l'impédance dans la bande de fréquences de 0,15 MHz à 30 MHz et sur la perte d'insertion dans la bande de fréquences de 30 MHz à 150 MHz.

5.8.1.1 Impédance

Dans la bande de fréquences de 0,15 MHz à 30 MHz, l'impédance asymétrique totale (inductance d'arrêt RF en parallèle sur l'impédance résistive de la source de perturbations de 150 Ω) mesurée entre le point d'injection du signal perturbateur dans l'appareil en essai et la masse du boîtier doit avoir un module de 150 $\Omega \pm 20 \Omega$ et un angle de phase inférieur à $\pm 20^\circ$ (cette impédance est la même que celle du réseau fictif en V de 150 Ω du CISPR, voir 5.1.4).

Par exemple, pour les boîtiers de couplage de type A et S, le point d'injection est le blindage du connecteur de sortie; pour les boîtiers de type M et L, le point d'injection est constitué par les bornes rassemblées.

5.8.1.2 Pertes d'insertion

Dans la gamme de fréquences de 30 MHz à 150 MHz, la perte d'insertion de deux boîtiers de couplage identiques montés en tandem doit être comprise dans la plage de 9,6 dB à 12,6 dB, la mesure s'effectuant comme le montre la figure 20.

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

(A l'étude)

5.10 Dispositifs de couplage pour la mesure des lignes de transmission de données

Le potentiel de brouillage (et l'immunité) des lignes de transmission de données peut être évalué en mesurant (ou en injectant) une tension ou un courant perturbateur conduit. Dans ce but, des dispositifs de couplage sont nécessaires pour mesurer la perturbation tout en rejetant le signal utile présent sur la ligne. Les dispositifs considérés doivent mesurer l'émission et l'immunité électromagnétique (mode commun et mode différentiel, courant et tension). Les dispositifs types, pour ce genre de mesure, sont les sondes de courant et les réseaux fictifs.

NOTE Les lignes de transmission de données comprennent les lignes de télécommunications et les bornes des appareils destinées à être connectées à ces lignes.

Lorsqu'on utilise une sonde de courant et que la valeur limite est spécifiée en volts, la valeur du courant doit être multipliée par l'impédance de la ligne de transmission de données ou par l'impédance de charge comme spécifié par la procédure de mesure détaillée. Cette impédance peut être en mode commun ou en mode différentiel, comme demandé par la procédure de mesure détaillée.

Le paragraphe 5.10.1 donne la spécification des réseaux fictifs (réseau en T) en mode commun (asymétrique). L'annexe Q donne un exemple de réseau fictif asymétrique avec ses paramètres.

5.10.1 Exigences pour les réseaux fictifs asymétriques

La figure 52 indique le schéma général du circuit du réseau fictif.

Les caractéristiques du réseau fictif pour la mesure des perturbations asymétriques doivent être réalisées dans la bande de fréquences correspondant à celle des tensions perturbatrices asymétriques et à celle transmettant le signal utile. Ces caractéristiques sont données au tableau 18.

5.8.1 Characteristics

The performance checks of the coupling units are done on the impedance in the frequency range 0,15 MHz to 30 MHz and on insertion loss in the frequency range 30 MHz to 150 MHz.

5.8.1.1 Impedance

In the frequency range 0,15 MHz to 30 MHz, the total asymmetric impedance (RF choke coil in parallel with the 150 Ω resistive disturbance source impedance) measured between the point of injection of the disturbance signal to the equipment under test and the ground of the unit shall have a modulus of $150 \Omega \pm 20 \Omega$ and a phase angle less than $\pm 20^\circ$ (this impedance is the same as the CISPR 150 Ω artificial mains V-network, see 5.1.4).

For example, for coupling units type A and S, the point of injection is the shield of the output connector; for types M and L, the point of injection is the joint output terminals.

5.8.1.2 Insertion loss

In the frequency range 30 MHz to 150 MHz the insertion loss of two identical coupling units in tandem shall be within the range 9,6 dB to 12,6 dB, measured as shown in figure 20.

5.9 TEM cells for immunity to radiated disturbance measurement

(under consideration)

5.10 Coupling devices for measuring signal lines

The interference potential (and immunity) of signal lines may be assessed by measurement (or injection) of the conducted disturbance voltage or current. For this purpose coupling devices are needed to measure the disturbance component while rejecting the intentional signal on the line. The devices included are to measure the electromagnetic emission and immunity (common and differential mode, current and voltage). Typical devices for this kind of measurements are current probes and artificial networks (AN).

NOTE Signal lines include telecommunication lines and terminals of equipment intended to be connected to these lines.

When the current probe is used and the limit value is specified in volts, the current value shall be multiplied by the impedance of the signal line or termination impedance as specified by the detailed measurement procedure. This impedance may be common mode or differential mode as required by the detailed measurement procedure.

Subclause 5.10.1 gives the specification for common mode (asymmetrical) artificial networks (T-Network). An example of an asymmetrical artificial network and its required parameters are given in annex Q.

5.10.1 Requirements for asymmetrical artificial networks

Figure 52 shows the general circuit diagram for the artificial network.

The characteristics of the artificial network for the measurement of asymmetric disturbances shall be realized in the frequency band corresponding to the frequency band of the asymmetric disturbance voltages and the frequency band transmitted by the wanted signal. These characteristics are given in table 18.

Tableau 18 – Caractéristiques du réseau fictif pour la mesure des perturbations asymétriques

a) Impédance de charge du réseau pour la tension perturbatrice asymétrique	150 $\Omega \pm 20 \%$
b) Réjection de mode différentiel du réseau ¹⁾ . Entre les bornes d'entrée ou de sortie, respectivement, et les bornes du récepteur de mesure.	> 70 dB ²⁾
c) Atténuation de découplage pour les signaux asymétriques entre les bornes de connexion de la ligne de transmission de données (ou appareil auxiliaire) et l'appareil en essai	> 25 dB ²⁾
d) Perte d'insertion du circuit de mesure symétrique entre les bornes de connexion de l'appareil en essai et celles de la ligne de transmission de données (ou de l'appareil auxiliaire)	< 3 dB ²⁾
e) Impédance de charge symétrique du réseau (à réaliser par la connexion d'une charge de sortie, d'un simulateur de signal auxiliaire, ou d'une ligne de transmission de données avec une impédance définie en mode différentiel, ou en utilisant un réseau de terminaison)	A déterminer ³⁾
f) Largeur de bande de transmission pour le signal symétrique utile (analogique ou numérique)	A déterminer ³⁾
g) Gamme de fréquences	1) Pour l'émission 2) Pour l'immunité
	9 kHz à 30 MHz ⁴⁾ 9 kHz à 150 MHz ⁴⁾

1) La réjection du mode différentiel au mode commun est essentielle pour pouvoir utiliser le réseau fictif asymétrique. Il peut être nécessaire que la réjection du réseau soit supérieure à 70 dB lorsque le rapport entre le signal utile et la limite de perturbation dépasse 70 dB à la fréquence du signal utile.

2) Lorsque la fréquence du signal utile, y compris la largeur de bande de transmission, est située en dessous de la gamme de fréquences à mesurer, il n'est pas nécessaire de respecter les dispositions de b), c) et d).

3) A déterminer en fonction du signal utile.

4) On peut utiliser plus d'un réseau pour couvrir la gamme de fréquences dans sa totalité.

5.11 Main artificielle et élément RC série

5.11.1 Introduction

Dans certaines spécifications de produit la main artificielle est requise pour les appareils en essai qui ne possèdent pas une mise à la terre connectée aux parties métalliques de l'appareil en essai et qui sont tenus à la main en utilisation normale. Les boîtiers en plastique recouverts d'une couche métallique peuvent également nécessiter l'utilisation de la main artificielle. La main artificielle est utilisée pour les essais d'émissions conduites dans la gamme de fréquences de 150 kHz à 30 MHz (les fréquences les plus critiques sont comprises entre 5 MHz et 30 MHz) pour simuler l'influence des mains de l'utilisateur sur les mesures. Les types d'appareils à évaluer avec la main artificielle sont: les outils électriques, les appareils domestiques tels que les mixeurs tenus à la main, les combinés téléphoniques, les manettes de jeux, les claviers, etc.

5.11.2 Construction de la main artificielle et de l'élément RC

La main artificielle est constituée d'une feuille métallique (en bande) de dimensions spécifiées, qui est placée sur, ou enroulée autour, de la partie de l'appareil normalement en contact avec la main de l'utilisateur, de manière spécifiée.

La feuille métallique est reliée de façon spécifiée au point de référence du système de mesure de perturbation à travers un élément RC constitué d'un condensateur $C = 220 \text{ pF} \pm 20 \%$ en série avec une résistance $R = 510 \Omega \pm 10 \%$ (voir figure 53a).

Les bandes de feuille métallique utilisées pour simuler l'influence de la main de l'utilisateur autour de la poignée d'un appareil ou du corps d'un appareil ont une largeur typique de 60 mm. Dans le cas d'un clavier, une feuille métallique, ou de façon plus pratique, une plaque métallique de dimensions maximales 100 mm $\times$ 300 mm, peut être placée sur le dessus des touches. Des exemples sont donnés aux figures 53 et 54.

Table 18 – Characteristics of the artificial network for the measurement of asymmetric disturbance

a) Termination impedance of the network for the asymmetric disturbance voltage.	150 $\Omega \pm 20 \%$
b) Differential mode rejection of the network ¹⁾ Effective from input and output terminals, respectively, to the terminals of the measuring receiver.	> 70 dB ²⁾
c) Decoupling attenuation for asymmetrical signals between the terminals for connection of the signal line (or associated equipment) and the EUT.	> 25 dB ²⁾
d) Insertion loss of the symmetrical measuring circuit between terminals for connection of the EUT and the signal line (or associated equipment).	< 3 dB ²⁾
e) Symmetrical load impedance of the network (To be realized by connection of a termination load, an associated signal simulator, or a signal line with a defined differential mode impedance, or by using a termination network)	t. b. d. ³⁾
f) Transmission bandwidth for the wanted symmetrical signal (analogue or digital)	t. b. d. ³⁾
g) Frequency range 1) For emission	9 kHz to 30 MHz ⁴⁾
2) For immunity	9 kHz to 150 MHz ⁴⁾
¹⁾ The differential mode to common mode rejection is crucial to the usability of the asymmetrical network. The rejection of the network may be required to be greater than 70 dB when the intentional signal to interference limit ratio is greater than 70 dB at the frequency of the intentional signal. ²⁾ When the intentional signal frequency, including transmission bandwidth, is below the frequency range to be measured, requirements b), c), and d) need not be observed. ³⁾ t. b. d. = to be defined (depending on intentional signal). ⁴⁾ More than one network may be used to cover the complete frequency range.	

5.11 The artificial hand and series RC element

5.11.1 Introduction

In some product specifications the artificial hand is required for EUTs which do not have an earth ground connected to the metallic parts of the EUT and which in normal use are hand-held. Housings of plastic with a conductive coating may also require the use of the artificial hand. The artificial hand is used in conducted emission tests in the frequency range of 150 kHz to 30 MHz (the most critical frequencies are 5 MHz–30 MHz) to simulate the influence of the operator's hands on the measurements. The types of equipments to be evaluated with the artificial hand are: electric tools, household equipment, such as hand-held mixers, telephone handsets, joysticks, keyboards, etc.

5.11.2 Construction of the artificial hand and RC element

The artificial hand consists of a (strip of) metal foil of specified dimensions, which is placed on or wrapped around that part of the equipment normally touched by the user's hand, in a specified way.

The metal foil is connected in a specified way to the reference point of the disturbance measuring system via an RC element consisting of a capacitor $C = 220 \text{ pF} \pm 20 \%$ in series with a resistor $R = 510 \Omega \pm 10 \%$ (see figure 53a).

The strips of metal foil used to simulate the influence of a user's hand around an equipment handle or an equipment body are typically 60 mm wide. In the case of a keyboard a metal foil, or more practically a metal plate of maximum dimensions 100 mm $\times$ 300 mm, may be placed on top of the keys. Examples are given in figures 53 and 54.

La longueur du fil entre l'élément RC et la feuille métallique doit être de 1 m. Si l'installation d'essai nécessite une longueur de fil plus importante, l'inductance totale du fil doit être inférieure à 1,4 µH si la fréquence de mesure est proche de 30 MHz.

Si l'on considère tous les fils d'interconnexions comme un fil unique en espace libre, l'inductance L du fil doit être inférieure à 1,4 µH si la limite supérieure de la gamme de fréquences pour l'essai d'émission conduite est 30 MHz. Pour une longueur donnée d'un fil unique, cette exigence permet le calcul du diamètre minimal d (en mètres) des fils à utiliser, à partir de la formule:

$$L = \frac{\mu l}{2\pi} \left[\ln \left(\frac{4l}{d} \right) - 1 \right] \quad (\text{H})$$

où

$\mu = 4\pi \times 10^{-7}$ H/m;

l est la longueur du fil, en mètres;

d est le diamètre du fil, en mètres.

NOTE Lorsque l'exigence de 1,4 µH est satisfaite, l'impédance du réseau RC prédomine suffisamment à 30 MHz.

5.11.3 Utilisation de la main artificielle

La longueur maximale du fil entre l'élément RC et la masse de référence est généralement satisfaite lorsque la longueur du fil ne dépasse pas 1 m. L'élément RC peut, par exemple, être placé soit aussi près que possible de la feuille métallique soit aussi près que possible du point de référence. Le choix correct dépend en grande partie de l'impédance interne en mode commun (généralement inconnue) de la source de perturbation en présence de la feuille métallique et de l'impédance caractéristique de la ligne de transmission constituée du fil de connexion et de son environnement. Si la gamme de fréquences pour les mesures d'émission est limitée à 30 MHz, la position de l'élément RC n'est pas critique, et il est pratique (également du point de vue de la reproductibilité) d'insérer l'élément RC dans l'enveloppe du réseau fictif ou du simulateur d'impédance de ligne.

Pour les mesures d'émission conduite sur le réseau d'alimentation, le point de référence est la masse de référence du réseau. Pour les mesures d'émission conduite sur les lignes de signaux ou de commande, le point de référence est la masse de référence du réseau de simulation d'impédance de ligne. Le principe général à suivre pour l'application de la main artificielle est que la borne M de l'élément RC doit être reliée à toute partie métallique exposée non en mouvement et à la feuille métallique enroulée autour de toutes les poignées fixes ou détachables, fournies avec l'appareil. Les parties métalliques couvertes de peinture ou de laque sont considérées comme des parties métalliques exposées et doivent être directement reliées à l'élément RC.

Les points suivants spécifient l'application détaillée de la main artificielle:

- a) Lorsque le boîtier de l'appareil est entièrement métallique et est relié à la terre, la main artificielle ne s'applique pas.
- b) Lorsque le boîtier de l'appareil est en matériau isolant, la feuille métallique doit être enroulée autour de la poignée B (voir figure 53c) et également autour de la seconde poignée D, si elle existe. Une feuille métallique de 60 mm de large doit également être enroulée autour du corps C (voir figure 53c) au point où se trouve la carcasse métallique du stator du moteur, ou autour de la boîte de vitesse si cette disposition donne un niveau de perturbation plus élevé. Toutes ces parties de feuille métallique ainsi que les bagues ou manchons métalliques, s'ils existent, doivent être reliés ensemble et à la borne M de l'élément RC.

The lead length between the RC element and the metal foil shall be 1 m long. If the test set-up requires a longer lead length, the total inductance of the lead shall be less than 1,4 µH if the frequency of measurement is near 30 MHz.

When considering the total of the interconnecting wires as a single wire in free space, the inductance L of the wire shall be less than 1,4 µH if the upper limit of the frequency range in the conducted emission test is 30 MHz. For a given single-wire length this requirement allows the calculation of the minimum diameter d (in metres) of the wires to be used from:

$$L = \frac{\mu l}{2\pi} \left[\ln \left(\frac{4l}{d} \right) - 1 \right] \quad (\text{H})$$

where

$\mu = 4\pi \times 10^{-7}$ H/m;

l is the length of the wire, in metres

d is the diameter of the wire, in metres

NOTE When complying with the inductance requirement of 1.4 µH, the impedance of the RC network sufficiently dominates at 30 MHz.

5.11.3 The use of the artificial hand

The maximum length of wire between the RC element and the reference ground is generally met when the wire length does not exceed 1 m. The RC element may, for example, be placed either as close as possible to the metal foil or as close as possible to the reference point. The correct choice largely depends on the (generally unknown) internal common mode impedance of the disturbance source in the presence of the metal foil and the characteristic impedance of the transmission line formed by the connecting wire and its environment. If the frequency range of the emission measurements is limited to 30 MHz, the position of the RC element is not critical, and a practical position (also from the reproducibility point of view) of the RC element is inside the artificial mains network or the line impedance simulation network.

When the conducted emission to the mains is measured, the reference point is the reference ground in the artificial mains network (AMN). When this emission is measured on a signal or control line, the reference point is the reference ground of the line impedance simulation network (LISN). The general principle to be followed in the application of the artificial hand is that terminal M of the RC element shall be connected to any exposed non-rotating metalwork and to metal foil wrapped around all handles, both fixed and detachable, supplied with the appliance. Metalwork which is covered with paint or lacquer is considered an exposed metalwork and shall be directly connected to the RC element.

The following items specify the detailed application of the artificial hand:

- a) When the housing of the appliance is entirely of metal and is earth-grounded, the artificial hand is not required.
- b) When the case of the appliance is of insulating material, metal foil shall be wrapped around the handle B (figure 53c) and also around the second handle D, if present. Metal foil 60 mm wide shall also be wrapped around the body C (see figure 53c) at the point where the iron core of the motor stator is located, or around the gearbox if this gives a higher interference level. All these pieces of metal foil, and the metal ring or bushing A, if present, shall be connected together and to the terminal M of the RC element.

- c) Lorsque le boîtier de l'appareil est en partie métallique et en partie isolant et qu'il possède des poignées isolantes, la feuille métallique doit être enroulée autour des poignées B et D (figure 53c). Si le boîtier n'est pas métallique à l'emplacement du moteur, une feuille métallique de 60 mm de large doit être enroulée autour du corps C à l'emplacement où se trouve le stator du moteur, ou autour de la boîte de vitesse si celle-ci est entourée d'un matériau isolant et que l'on obtienne un niveau de perturbation plus élevé. La partie métallique du corps, le point A, la feuille métallique autour des poignées B et D et la feuille métallique autour du corps C doivent être reliées ensemble et à la borne M de l'élément RC.
- d) Lorsqu'un appareil de classe II (sans conducteur de protection) possède deux poignées en matériau isolant A et B et un boîtier en métal C, par exemple une scie électrique (voir figure 53c), la feuille métallique doit être enroulée autour des poignées A et B. La feuille métallique sur A et B et le corps métallique C doivent être reliés ensemble et à la borne M de l'élément RC.
- e) La figure 54 donne des exemples pour un combiné téléphonique et pour un clavier. Pour un combiné téléphonique la feuille de 60 mm de large est enroulée autour de la poignée avec un certain recouvrement de la feuille. Dans le cas d'un clavier, il convient que la feuille métallique ou la plaque de circuit imprimé couvre entièrement les touches, si cela est possible. Si l'on utilise une plaque de circuit imprimé, la partie métallique doit être placée sur le clavier. Elle ne doit pas cependant dépasser les dimensions de 300 mm par 100 mm.

5.12 Emplacement d'essai pour la mesure des champs radioélectriques perturbateurs dans la gamme de fréquences de 1 GHz à 18 GHz

L'emplacement d'essai doit correspondre à des conditions d'absence de réflexions. Il peut être nécessaire d'utiliser des matériaux absorbants et/ou d'augmenter la hauteur de l'appareil en essai pour atteindre ces conditions d'espace libre.

NOTE Dans le cas d'appareils en essai destinés à reposer sur le sol, il se peut que les conditions d'absence de réflexions ne soient pas satisfaites près du sol.

5.12.1 Emplacement d'essai de référence

L'emplacement d'essai de référence doit être un emplacement d'essai ouvert en espace libre (FSOATS) avec des précautions pour s'assurer que les réflexions n'influencent pas la mesure.

5.12.2 Validation de l'emplacement d'essai

La procédure à utiliser pour valider l'emplacement d'essai ainsi que la tolérance permise par rapport aux conditions idéales d'espace libre pour l'acceptation d'un emplacement (par exemple 4 dB comme cela est spécifié généralement au-dessous de 1 GHz, ou une valeur inférieure) sont à l'étude.

5.12.3 Autres emplacements d'essai possibles

Tout emplacement de mesure qui satisfait aux conditions d'espace libre est un emplacement d'essai possible.

5.13 Spécifications et procédures de validation d'un emplacement d'essai destiné à l'étalonnage des antennes dans la gamme de fréquences de 30 MHz à 1 000 MHz

L'article 5.6 de cette norme spécifie les exigences pour un emplacement d'essai utilisé pour effectuer des mesures du champ perturbateur dans la gamme de fréquences de 30 MHz à 1 000 MHz. Un tel emplacement d'essai peut ne pas être adapté pour l'étalonnage des antennes. Cet article spécifie les exigences et la procédure de validation d'un emplacement d'essai adapté pour l'étalonnage des antennes au-dessus d'un plan métallique conducteur plat dans la gamme de fréquences de 30 MHz à 1 000 MHz. Un emplacement d'essai répondant à ces exigences contraignantes peut être également utilisé comme emplacement d'essai de référence pour des comparaisons dans une procédure de validation en alternative à celle de 5.6.6.

- c) When the case of the appliance is partly metal and partly insulating material, and has insulating handles, metal foil shall be wrapped around the handles B and D (figure 53c). If the case is non-metallic at the location of the motor, a metal foil 60 mm wide shall be wrapped around the body C at the point where the iron core of the motor stator is located, or alternatively around the gearbox, if this is of insulating loading material and a higher interference level is obtained. The metal part of the body, the point A, the metal foil around the handles B and D and the metal foil on the body C shall be connected together and to the terminal M of the RC element.
- d) When a class II appliance (without ground wire) has two handles of insulating material A and B and a case of metal C, for example an electric saw (figure 53c), metal foil shall be wrapped around the handles A and B. The metal foil at A and B and the metal body C shall be connected together and to terminal M of the RC element.
- e) Figure 54 gives examples for a telephone handset and a keyboard. For the handset, the 60 mm wide foil is wrapped around the handle with some overlap of the foil. In the case of a keyboard the foil or the PCB should fully cover the keys as far as possible. Using a PCB, the metal side has to be placed on the keyboard. It does not, however, need to exceed the dimensions of 300 mm × 100 mm.

5.12 Test sites for measurement of radio disturbance field strength for the frequency range 1 GHz to 18 GHz

The test site shall rely on reflection-free conditions. It may be necessary to use absorbing material and/or to raise the height of the EUT to achieve these free-space conditions.

NOTE In the case of floor standing equipment tests, reflection-free conditions may not be achieved close to the ground.

5.12.1 Reference test site

The reference test site shall be a free-space, open area test site (FSOATS) with precautions to ensure that reflections do not influence the measurement.

5.12.2 Validation of the test site

The procedure to be used to validate the test site and the allowed tolerance with regard to the ideal free-space conditions for a site to be accepted (e.g. 4 dB as currently specified below 1 GHz or a lower value) is under consideration.

5.12.3 Alternative test site

Any measurement site that achieves free-space conditions is a possible alternative test site.

5.13 Specifications and validation procedures for a test site to be used to calibrate antennas in the frequency range of 30 MHz to 1 000 MHz

Paragraph 5.6 of this standard specifies the requirements for a test site used to make radio disturbance field strength measurements in the frequency range of 30 MHz to 1 000 MHz. Such a test site may not be suitable for calibrating antennas. This clause specifies the requirements and validation procedure for a test site suitable for the calibration of antennas above a conducting, flat metal plane in the frequency range of 30 MHz to 1 000 MHz. A test site meeting these stringent requirements may also be used as a reference test site for comparison purposes in an alternative validation procedure to 5.6.6.

5.13.1 Introduction

Un emplacement d'essai adapté à l'étalonnage des antennes, appelé en abrégé CALTS, est destiné à fournir un environnement approprié à l'étalonnage d'une antenne pour son facteur d'antenne en espace libre. Cet étalonnage est effectué de façon plus pratique au-dessus d'un plan réfléchissant en utilisant uniquement une polarisation horizontale. Les paragraphes 5.13.3 à 5.13.6 spécifient les caractéristiques d'un CALTS, les caractéristiques d'une antenne d'essai calculable et la procédure de vérification (validation) d'un CALTS et ses critères de performance. La procédure de validation d'un CALTS donnée en 5.13.5 nécessite l'utilisation d'une antenne doublet calculable comme spécifiée en 5.13.4, permettant ainsi de comparer l'affaiblissement théorique prévu de l'emplacement aux caractéristiques mesurées du CALTS. Les éléments à faire figurer dans le rapport de validation du CALTS sont résumés en 5.13.7. L'annexe R donne un guide pour la construction d'un CALTS conforme aux critères de validation spécifiés en 5.13.6.

Pour qu'un CALTS puisse être utilisé comme emplacement d'essai de référence (REFSITE), pour la validation des emplacements d'essai conformément à 5.6, il est nécessaire de spécifier certaines exigences complémentaires. Le paragraphe 5.13.7 spécifie les caractéristiques complémentaires et les critères de performance. Les emplacements d'essai spécifiés en 5.6, qui sont utilisés pour démontrer la conformité aux limites d'émission rayonnées, sont appelés ici emplacements d'essai de conformité (COMTS). La validation d'un COMTS peut être obtenue en le comparant à l'affaiblissement d'emplacement théorique donné en 5.6 (qui prévaut) ou en comparant les mesures d'affaiblissement d'emplacement du REFSITE à celles obtenues sur le COMTS avec la même configuration de mesure (antennes, câbles, générateur, récepteur, etc.).

Les annexes de cette norme contiennent des spécifications informatives d'un CALTS et du doublet résonnant calculable en espace libre (doublet accordé) à utiliser dans les procédures de validation du CALTS. Elles donnent également un modèle pour calculer l'affaiblissement théorique de l'emplacement, des exemples numériques et une liste de vérifications pour la procédure de validation.

5.13.2 Spécification d'un emplacement d'essai pour l'étalonnage d'une antenne (CALTS)

5.13.2.1 Introduction

Le CALTS comprend les principaux composants suivants:

- un plan métallique plat et bon conducteur (le plan réfléchissant);
- une zone libre d'obstacles électromagnétiques entourant le plan réfléchissant.

De plus, les matériels auxiliaires suivants sont nécessaires:

- deux mâts portant les antennes utilisées soit pour la procédure de validation du CALTS soit pour la procédure d'étalonnage de l'antenne;
- les câbles servant à la connexion de ces antennes;
- les appareils électroniques, comme un générateur RF et un récepteur de mesure.

La spécification normative pour un CALTS est donnée en 5.13.2.2, tandis que l'annexe R contient un certain nombre de spécifications informatives servant de guide à la construction et au positionnement d'un CALTS de telle sorte que les critères de validation soient normalement respectés.

5.13.2.2 Spécification normative

Pour l'étalonnage des antennes, le CALTS doit respecter les critères de validation donnés en 5.13.5.3, c'est-à-dire

- a) l'affaiblissement de l'emplacement à des hauteurs d'antenne fixées,

5.13.1 Introduction

A test site suitable for performing antenna calibration, referred to herein as CALTS, is intended to provide a suitable environment to calibrate an antenna for its free-space antenna factor. This calibration is performed most conveniently above a reflecting plane by using only horizontal polarization. Subclauses 5.13.3 through 5.13.6 specify the characteristics of a CALTS, the characteristics of a calculable test antenna and the CALTS verification (validation) procedure and performance criteria. The CALTS validation procedure given in 5.13.5 requires the use of a calculable dipole antenna as specified in 5.13.4, thus creating the possibility of comparing theoretically predicted site-attenuation to measured CALTS performance. Items to be reported in a CALTS validation report are summarized in 5.13.7. Annex R provides guidance for constructing a CALTS, which complies with validation criteria specified in 5.13.6.

In order for a CALTS to be used as a reference test site (REFSITE) for validating the performance of test sites according to 5.6, some additional requirements need to be specified. Subclause 5.13.7 specifies the additional characteristics and performance criteria. Test sites specified in 5.6, which are used for demonstrating compliance with radiated emission limits are referred to herein as a compliance test site (COMTS). Validation of a COMTS may be obtained by comparing it to the theoretical site attenuation given in 5.6 (which takes precedence) or by comparing site attenuation measurements of the REFSITE to corresponding site attenuation measurements of the COMTS, using the same measurement set-up and equipment (antennas, cables, generator, receiver, etc.).

The annexes to this standard contain informative specifications of a CALTS and of the calculable, free-space-resonant dipole (tuned dipole) to be used in the CALTS validation procedures. They also give a model for calculating theoretical site attenuation, numerical examples and a checklist for the validation procedure.

5.13.2 Antenna calibration test site (CALTS) specification

5.13.2.1 Introduction

The CALTS comprises the following main components:

- a good-conducting flat metal plane (the reflecting plane);
- an electromagnetically obstruction-free area surrounding the reflecting plane.

In addition, the following ancillary equipment is needed:

- two antenna masts carrying the antennas to be used in either the CALTS validation procedure or the antenna calibration procedure;
- the cables to be connected to these antennas; and
- electronic equipment, such as an RF generator and a measuring receiver.

The normative specification for a CALTS is given in 5.13.2.2, while annex R contains a number of informative specifications as a guidance to construct and place a CALTS in such a way that the validation criteria will normally be met.

5.13.2.2 Normative specification

For the calibration of antennas, the CALTS shall comply with the validation criteria given in 5.13.5.3, i.e.

- a) site attenuation at fixed antenna heights, and

- b) les hauteurs d'antenne pour un affaiblissement maximal de l'emplacement, ou pour un affaiblissement maximal de l'emplacement, à toutes les fréquences pour lesquelles les antennes doivent être étalonnées.

NOTE 1 Dans la procédure de validation du CALTS, le matériel utilisé est aussi sujet à des spécifications normatives (voir 5.13.3 et 5.13.4).

NOTE 2 Le rapport de validation du CALTS (5.13.6) contiendra des informations sur la façon dont la satisfaction aux exigences peut être apportée de façon durable pour que le CALTS satisfasse aux exigences pendant son utilisation effective.

5.13.3 Spécification de l'antenne d'essai

5.13.3.1 Introduction

Afin de permettre le calcul (numérique) de l'affaiblissement théorique de l'emplacement SA_c nécessaire dans la procédure de validation, des antennes pouvant être modélisées avec précision sont nécessaires. Par conséquent, l'antenne d'essai doit être un doublet résonnant en espace libre connecté à un symétriseur aux propriétés spécifiées. Les spécifications normatives de l'antenne d'essai sont données en 5.13.3.2. Un exemple de construction d'une antenne d'essai est donné à l'annexe S.

L'antenne d'essai est constituée d'un symétriseur et de deux éléments filaires colinéaires (conducteurs) ayant chacun un diamètre D_{we} et une longueur L_{we} . Ces éléments sont connectés aux deux bornes d'alimentation (A et B sur la figure 55) au symétriseur. L'espacement entre ces deux bornes d'alimentation a une largeur W_g . La distance bout à bout L_a de l'antenne est donnée par $L_a = 2 L_{we} + W_g$. Le centre de l'antenne d'essai est le milieu de l'espacement entre les bornes d'alimentation sur la ligne reliant les deux éléments filaires colinéaires.

Le symétriseur a un accès d'entrée/sortie (antenne d'émission/de réception) asymétrique et un accès symétrique aux deux bornes d'alimentation A et B. A titre d'exemple, le rôle du symétriseur est indiqué schématiquement par le transformateur symétrique/asymétrique de la figure 55.

5.13.3.2 Spécifications normatives

5.13.3.2.1 L'antenne d'essai doit avoir des éléments filaires identiques de longueur L_{we} qui peuvent être déconnectés du symétriseur pour permettre la validation des paramètres du symétriseur et la connexion entre elles des têtes des deux antennes lors des mesures de l'affaiblissement de l'emplacement.

5.13.3.2.2 La longueur bout à bout $L_a(f, D_{we})$ de l'antenne filaire d'environ $\lambda/2$ est déterminée par la condition selon laquelle, à la fréquence f spécifiée et en espace libre, la valeur absolue de la partie imaginaire de l'impédance d'entrée aux bornes d'alimentation est inférieure à 1Ω .

NOTE 1 Si les éléments filaires ont un diamètre constant et si $D_{we} \ll L_a$, alors $L_a(f, D_{we})$ peut être calculé à partir de l'équation (T.2) en T.1.1. Si le diamètre utilisé n'est pas constant, par exemple lorsqu'une antenne télescopique est utilisée, $L_a(f)$ peut être uniquement calculée numériquement; voir T.2.2.

NOTE 2 Lorsqu'une antenne télescopique est utilisée, il convient que les éléments télescopiques soient accordés de telle sorte que les éléments de plus grand diamètre soient utilisés en premier (voir figure 56) et que les calculs numériques tiennent compte de cette approche.

A l'étude: Aux fréquences d'essai comprises entre 30 MHz et 80 MHz un doublet de longueur fixe avec $L_a = L_a(80 \text{ MHz})$ peut être utilisé.

5.13.3.2.3 L'espacement entre les bornes d'alimentation doit être égal à $W_g \leq 15 \text{ mm}$ ou $W_g \leq 0,03 \lambda_{\min}$, la plus petite de ces deux valeurs étant choisie,

où

$$\lambda_{\min} = c_0 / f_{\max};$$

$f_{\max}$ est la plus haute fréquence d'essai à laquelle l'antenne d'essai est utilisée; et

c_0 est la vitesse des ondes électromagnétiques dans le vide.

- b) antenna heights for maximum site attenuation, or for maximum site attenuation, at all frequencies at which the antennas shall be calibrated.

NOTE 1 In the CALTS validation procedure, equipment is used which is also subject to normative specifications (see 5.13.3 and 5.13.4).

NOTE 2 The CALTS validation report (5.13.6) will contain information on how compliance with the requirements is maintained, so that the CALTS is deemed to comply with the requirements during its actual use.

5.13.3 Test antenna specification

5.13.3.1 Introduction

To allow (numerical) calculation of the theoretical site attenuation SA_c needed in the validation procedure, antennas are needed which can be accurately modelled. Therefore, the test antenna shall be a free-space resonant dipole connected to a balun with specified properties. The normative test antenna specifications are given in 5.13.3.2. An example of the construction of a test antenna is given in annex S.

The test antenna consists of a balun and two colinear wire elements (conductors) each having a diameter D_{we} and length L_{we} . These elements are connected to the two feed terminals (A and B in figure 55) at the balun. The gap between these feed terminals has a width W_g . The tip-to-tip length L_a of the antenna is given by $L_a = 2L_{we} + W_g$. The centre of the test antenna is in the middle of the feed-terminal gap on the centre-line of the two colinear wire elements.

The balun has an unbalanced input/output (transmitting/receiving antenna) port and a balanced port at the two feed terminals A and B. As an example, in figure 55 the purpose of the balun is indicated schematically by the balance/unbalance transformer.

5.13.3.2 Normative specifications

5.13.3.2.1 The test antenna shall have identical wire elements of length L_{we} which can be disconnected from the balun to enable the balun parameters to be validated, and to allow the balun heads of the two antennas used in site attenuation measurements to be connected together.

5.13.3.2.2 The tip-to-tip length $L_a(f, D_{we})$ of the approximately $\lambda/2$ wire antenna is determined by the condition that, at the specified frequency f and in free space, the absolute value of the imaginary part of the input impedance at the feed terminals is smaller than 1Ω .

NOTE 1 If the wire elements have a constant diameter and if $D_{we} \ll L_a$, then $L_a(f, D_{we})$ can be calculated from the equation (T.2) in Subclause T.1.1. If the diameter is not a constant, e.g. when a telescopic antenna is used, $L_a(f)$ can only be calculated numerically, see T.2.2.

NOTE 2 When using a telescopic antenna, the telescopic elements should be tuned in such a way that the elements having the largest diameter are used first (see figure 56), and the numerical calculations should account for this approach.

Under consideration: At test frequencies between 30 MHz and 80 MHz, a fixed length dipole with $L_a = L_a(80 \text{ MHz})$ may be used.

5.13.3.2.3 The feed-terminal gap shall be $W_g \leq 15 \text{ mm}$ or $W_g \leq 0,03 \lambda_{\min}$, whichever is the smaller,

where

$$\lambda_{\min} = c_0/f_{\max},$$

$f_{\max}$ is the highest test frequency at which the test antenna is used; and

c_0 is the velocity of the electromagnetic waves in vacuum.

5.13.3.2.4 Si la distance bout à bout $L_a(f)$ de l'antenne filaire réelle est égale, à ΔL_a près, à la longueur $L_a(f)$ spécifiée pour cette antenne (voir le tableau 20) cette longueur est supposée valide lorsque l'espacement entre les bornes d'alimentation satisfait à 5.13.3.2.3.

5.13.3.2.5 L'accès symétrique du symétriseur doit avoir:

- a) une impédance spécifiée Z_{AB} avec un ROS maximal spécifié (voir le tableau 20) quand l'accès asymétrique est fermé sur l'impédance Z_e présentée par le circuit externe (le câble d'alimentation de l'antenne);
- b) une symétrie d'amplitude par rapport au point de référence du symétriseur meilleure que ΔA_b dB (voir le tableau 20) lorsque les deux bornes d'alimentation sont fermées sur une impédance $Z_{AB}/2$ par rapport au point de référence du symétriseur;
- c) une symétrie de phase de $180^\circ \pm \Delta \phi_b$ (voir le tableau 20) quand les deux bornes d'alimentation sont fermées sur une impédance $Z_{AB}/2$ par rapport au point de référence du symétriseur.

NOTE 1 Il convient que les connecteurs aux accès du symétriseur permettent des mesures RF aux trois accès du symétriseur.

NOTE 2 L'impédance de l'accès symétrique Z_{AB} est l'impédance entre les bornes d'alimentation A et B (figure 55). La valeur recommandée de cette impédance est $Z_{AB} = 100 \Omega$ (réelle).

NOTE 3 L'impédance Z_e présentée par le circuit externe est habituellement de 50Ω , cela étant la valeur recommandée.

NOTE 4 Les exigences de symétrie sur l'amplitude et la phase permettent de s'assurer que les signaux aux bornes d'alimentation A et B sont suffisamment proches en amplitude et opposés en phase par rapport au point de référence du symétriseur. Lorsque l'accès symétrique vérifie ces exigences, l'isolation entre les deux bornes d'alimentation est supérieure à 26 dB lorsque l'accès asymétrique est terminé par l'impédance Z_e .

NOTE 5 Il convient que les composants du symétriseur soient, autant que possible, orientés de manière à présenter une surface réfléchissante copolarisée minimale par rapport à l'antenne filaire.

NOTE 6 Les composants du symétriseur sont électriquement blindés afin que leurs propriétés (parasites) ne soient pas influencées par le milieu extérieur. Le point de référence du symétriseur et la prise de terre de l'accès entrée/sortie du symétriseur sont connectés à ce blindage.

5.13.3.2.6 Les propriétés du symétriseur spécifiées en 5.13.3.2.5 peuvent être déterminées à partir des mesures des paramètres S et, en partie, par des mesures en injection.

NOTE 1 La connexion directe des symétriseurs en 5.13.4.4.2 et 5.13.4.4.4 peut être remplacée par une connexion entre câbles quand tous les paramètres S des symétriseurs et les impédances d'accès présentées aux symétriseurs par le générateur et le récepteur sont connus, à condition que les propriétés du symétriseur soient incorporées dans le calcul de SA_c .

NOTE 2 Les mesures des paramètres S ainsi que celles de l'injection sont décrites dans l'annexe S.

5.13.3.2.7 Si, lors de la procédure de validation du CALTS, on utilise des antennes d'essai ou un matériel d'essai dont le Z_{AB} et/ou le Z_e diffèrent des valeurs recommandées, soit 100Ω et 50Ω respectivement, il convient que cela soit explicitement mentionné dans le rapport de validation (5.13.6).

5.13.4 Procédure de validation d'un emplacement d'essai pour l'étalonnage des antennes

5.13.4.1 Introduction

Dans la procédure de validation, l'affaiblissement de l'emplacement mesuré SA_m est comparé avec l'affaiblissement de l'emplacement calculé théoriquement SA_c . La procédure vérifie ainsi si le CALTS se rapproche de façon suffisamment précise des propriétés supposées dans les calculs de SA , comme suit:

- a) le plan est parfaitement plat et infini;
- b) la valeur absolue du coefficient de réflexion sur le plan est $r = 1$;

5.13.3.2.4 If the tip-to-tip length $L_a(f)$ of the actual wire antenna is within ΔL_a of the length $L_a(f)$ specified for that antenna (see table 20), that length is presumed to be validated when the width of the feed-terminal gap complies with 5.13.3.2.3.

5.13.3.2.5 The balanced port of the balun shall have:

- a) a specified impedance Z_{AB} with a specified maximum VSWR, see table 20, when the unbalanced port is terminated in the impedance Z_e presented to it by the external circuitry (the antenna feed cable);
- b) an amplitude balance with respect to the balun reference point better than ΔA_b dB, see table 20, when both feed terminals are terminated in an impedance $Z_{AB}/2$ with respect to the balun reference point;
- c) a phase balance of $180^\circ \pm \Delta \phi_b$ (see table 20), when both feed terminals are terminated in an impedance $Z_{AB}/2$ with respect to the balun reference point.

NOTE 1 Connectors at the balun ports should enable RF measurements to be made at the three balun ports.

NOTE 2 The balanced port impedance Z_{AB} is the impedance between the feed terminals A and B in figure 55. The preferred value of this impedance is $Z_{AB} = 100 \Omega$ (real).

NOTE 3 The impedance Z_e presented by the external circuitry is usually 50Ω , being the preferred value.

NOTE 4 The amplitude and phase balance requirements ensure that the signals at the feed terminals A and B are sufficiently equal in amplitude and opposite in phase with respect to the balun reference point. When the balanced port meets these requirements, the isolation between the two feed terminals will be more than 26 dB when the unbalanced port is terminated in the impedance Z_e .

NOTE 5 As far as practical, the balun components should be oriented to present the minimum co-polarized reflecting surface to the wire antenna.

NOTE 6 The components of the balun are electrically screened, so that their (parasitic) properties cannot be influenced by the surroundings. The balun reference point and the ground terminal of the output/input port are connected to that screen.

5.13.3.2.6 The balun properties required in 5.13.3.2.5 may be determined from S-parameter measurements and, partly, from injection measurements.

NOTE 1 The head-to-head connection of the baluns in 5.13.4.4.2 and 5.13.4.4.4 may be replaced by a cable-to-cable connection when the full set of balun S-parameters and the port impedances presented to the baluns by the generator and the receiver are known, provided the balun properties are incorporated in the SA_c calculation.

NOTE 2 S-parameter and injection measurements are described in annex S.

5.13.3.2.7 If, in the CALTS validation procedure, test antennas and/or test equipment is used with Z_{AB} and/or Z_e differing from the preferred values 100Ω and 50Ω , respectively, then this should be explicitly mentioned in the validation report (5.13.6).

5.13.4 Antenna calibration test site validation procedure

5.13.4.1 Introduction

In the validation procedure, the measured site attenuation SA_m is compared with the theoretically calculated site attenuation SA_c . The procedure thus verifies whether the CALTS sufficiently meets the properties assumed in the SA calculations, i.e.:

- a) the plane is perfectly flat and infinitely large;
- b) the absolute value of the reflection coefficient of that plane is $r = 1$; and

- c) la différence de phase des ondes électromagnétiques polarisées horizontalement incidentes et réfléchies sur le plan est $\phi = \pi$ radians;
- d) l'influence du matériel auxiliaire et du milieu entourant le plan est négligeable.

Afin de vérifier ces propriétés, deux séries de mesures sont nécessaires:

- 1) les propriétés a), b) et d) sont vérifiées simultanément lors d'une procédure de mesure du SA pour des hauteurs d'antenne fixes (voir 5.13.4.4) à l'issue de laquelle les SA mesurés et calculés sont comparés;
- 2) les propriétés a), c) et d) sont vérifiées simultanément lors d'une procédure dans laquelle la hauteur d'une des deux antennes d'essai varie pour trouver un SA maximal; les hauteurs mesurées et calculées correspondantes sont ensuite comparées (voir 5.13.4.5).

En alternative, cette dernière série de propriétés peut aussi être vérifiée simultanément par une procédure de mesure par balayage en fréquence (voir 5.13.4.6).

Dans ce qui suit, une quantité $\pm \Delta X$ représente la tolérance maximale autorisée d'un paramètre X lors d'une procédure de validation. Les valeurs de ces tolérances sont résumées au tableau 20.

5.13.4.2 Configuration d'essai

5.13.4.2.1 Les centres des antennes d'essai, des mâts et des câbles coaxiaux des antennes sont placés dans un plan perpendiculaire au plan réfléchissant et au centre de ce plan.

NOTE Le centre de l'antenne d'essai est défini en 5.13.3.1.

5.13.4.2.2 Les éléments filaires colinéaires sont installés parallèlement au plan réfléchissant (antenne en polarisation horizontale) et perpendiculairement au plan (vertical) mentionné en 5.13.4.2.1.

NOTE Aux fréquences les plus basses de la bande, par exemple entre 30 MHz et 40 MHz, les éléments filaires relativement longs peuvent s'affaisser et entraîner ainsi une modification des résultats. Cette influence peut être éliminée en soutenant les éléments filaires, ou bien prise en compte dans le calcul de l'affaiblissement théorique de l'emplacement (voir également 5.13.4.4.3 et 5.13.5.3.1).

5.13.4.2.3 La distance horizontale entre les centres des antennes d'essai est de

$$d = 10,00 \text{ m} \pm \Delta d \text{ m (voir tableau 20).}$$

5.13.4.2.4 La hauteur du centre de l'antenne émettrice par rapport au plan réfléchissant est de

$$h_t = 2,00 \text{ m} \pm \Delta h_t \text{ m (voir tableau 20).}$$

5.13.4.2.5 La hauteur du centre de l'antenne réceptrice par rapport au plan réfléchissant doit être réglable aux hauteurs $h_r \pm \Delta h_r$, comme spécifié dans les tableaux 19 et 20, et doit pouvoir varier de telle façon que $1,0 \text{ m} \leq h_r \leq 4,0 \text{ m}$ comme spécifié en 5.13.4.5.

5.13.4.2.6 Les câbles coaxiaux connectés aux symétriseurs des antennes émettrice et réceptrice cheminent perpendiculairement aux éléments filaires et parallèlement au plan réfléchissant, à une distance d'au moins 1 m des éléments filaires. Au-delà, les câbles peuvent reposer sur le plan réfléchissant et (de préférence) cheminer au-dessous du plan réfléchissant ou bien au-dessus et perpendiculairement aux éléments filaires, jusqu'à ce qu'ils atteignent le bord du plan. Il est conseillé de charger les câbles coaxiaux reliés au symétriseur avec des ferrites de façon à éviter un couplage de mode commun.

NOTE 1 Il est recommandé que les câbles aient une impédance de transfert faible pour éviter que les courants induits sur le blindage du câble aient une influence sur les résultats des mesures via cette impédance.

NOTE 2 Lorsque les câbles cheminent en partie au-dessous du plan réfléchissant, il convient que le blindage du câble soit relié (sur 360°) au plan réfléchissant à l'endroit où il pénètre sous celui-ci.

- c) the phase difference of the incoming and reflected horizontally polarized EM waves at the plane is $\phi = \pi$ radians;
- d) the influence of the ancillary equipment and surroundings of the plane is negligible.

To verify the properties, two sets of measurements are required:

- 1) the properties a), b) and d) are verified simultaneously in a SA measurement procedure using fixed antenna heights (see 5.13.4.4), after which the measured and calculated SA are compared;
- 2) the properties a), c) and d) are verified simultaneously in a procedure in which the height of one of the test antennas is scanned for maximum SA after which the measured and calculated height of that antenna corresponding with that maximum are compared (see 5.13.4.5).

Alternatively, the latter set of properties may also be verified simultaneously in a scanned frequency measurement procedure (see 5.13.4.6).

Below, a quantity $\pm\Delta X$ represents the maximum tolerance of a parameter value X allowed in the validation procedure. The quantitative data for the tolerances are summarized in table 20.

5.13.4.2 Test set-up

5.13.4.2.1 The centres of the test antennas, the antenna masts and the antenna coaxial antenna cables are positioned in a plane perpendicular to the reflecting plane and centrally located on the reflecting plane.

NOTE The centre of the test antenna has been defined in 5.13.3.1

5.13.4.2.2 The colinear wire elements are positioned parallel to the reflecting plane (antenna in horizontal polarization) throughout, and perpendicular to the (vertical) plane mentioned in 5.13.4.2.1.

NOTE At the lower end of the frequency range, e.g. 30 MHz to 40 MHz, the relatively long wire elements may droop, thus influencing the measuring results. This influence can be eliminated by physically propping up the wire elements, or can be accounted for in the calculation of the theoretical site attenuation (see also 5.13.4.4.3 and 5.13.5.3.1).

5.13.4.2.3 The horizontal distance between the centres of the test antennas is

$$d = 10,00 \text{ m} \pm \Delta d \text{ m (see table 20).}$$

5.13.4.2.4 The height of the centre of the transmitting antenna above the reflecting plane is

$$h_t = 2,00 \text{ m} \pm \Delta h_t \text{ m (see table 20).}$$

5.13.4.2.5 The height of the centre of the receiving antenna above the reflecting plane shall be adjustable to the heights $h_r \pm \Delta h_r$, as specified in table 19 and table 20, and shall be scannable over the height range $1,0 \text{ m} \leq h_r \leq 4,0 \text{ m}$ as required in 5.13.4.5.

5.13.4.2.6 The coaxial cables connected to the baluns of the transmitting and receiving antennas run perpendicular to the wire elements and parallel to the reflecting plane over a distance of at least 1 m from the wire elements. After that, the cables may drop onto the reflecting plane and (preferably) continue to run underneath the reflecting plane or on top of that plane perpendicularly to the wire elements until they reach the edge of the plane. To avoid common mode coupling, ferrite loading of the coaxial cables connected to the baluns is advised.

NOTE 1 The cables should have a low transfer impedance to avoid influence on the measured results of the induced cable sheet currents through that impedance.

NOTE 2 When the cables run partly underneath the reflecting plane, the sheath of the cable should be bonded (360° around) to the reflecting plane when penetrating that plane.

5.13.4.2.7 Le générateur RF et le récepteur RF ne doivent pas être placés au-dessus du niveau du plan réfléchissant s'ils sont situés à moins de 20 m de ce plan.

5.13.4.2.8 Le générateur RF doit avoir une bonne stabilité de fréquence et de niveau de signal de sortie pendant la durée des mesures de l'affaiblissement de l'emplacement. Voir également 5.13.4.4.5.

NOTE Il peut être également nécessaire d'introduire dans la procédure de mesure un temps de chauffe préalable (normalement indiqué par le constructeur de l'appareil) du générateur RF et du récepteur RF pour s'assurer d'une stabilité suffisante à long terme de ces appareils.

5.13.4.2.9 La linéarité du récepteur RF doit être étalonnée sur une plage de dynamique d'au moins 50 dB. L'incertitude sur la linéarité de ce récepteur est appelée ΔA_r (voir 5.13.5.2.2). On peut atteindre une valeur de l'incertitude sur la linéarité du récepteur de 0,2 dB.

NOTE Si la plage de linéarité est inférieure à 50 dB, on peut utiliser une méthode de substitution avec un atténuateur de précision étalonné tel que décrit en 5.13.4.4.7.

5.13.4.3 Fréquences d'essai et hauteurs des antennes réceptrices

5.13.4.3.1 Les spécifications de 5.13.2.2 étant respectées, les mesures de validation décrites en 5.13.4.4 doivent être effectuées au moins aux fréquences et aux hauteurs fixées associées h_r (m) du centre de l'antenne réceptrice au-dessus du plan réfléchissant données au tableau 19.

NOTE 1 Des informations sur les performances du CALTS à des fréquences intermédiaires peuvent être obtenues en utilisant les mesures par balayage de fréquence comme décrit en R.2.2.

NOTE 2 On doit prendre des précautions dans le cas de réponses à coefficient Q élevé, principalement pour les fréquences supérieures à 300 MHz. Dans ce cas, il convient qu'une procédure par balayage de fréquence soit effectuée autour des fréquences spécifiées et aux hauteurs associées.

5.13.4.3.2 En plus des mesures de validation décrites en 5.13.4.4, on doit effectuer soit trois mesures par balayage en hauteur de l'antenne réceptrice comme décrit en 5.13.4.5, soit trois mesures par balayage en fréquence comme décrit en 5.13.4.6.

- a) Lorsque les mesures par balayage en hauteur de l'antenne réceptrice sont choisies, elles doivent être effectuées aux fréquences f_s suivantes: 300 MHz, 600 MHz et 900 MHz, avec les antennes d'essai accordées à la fréquence f_s associée.
- b) Lorsque les mesures par balayage en fréquence sont choisies, elles doivent être effectuées pour les combinaisons $\{h_{rs}, f_s\}$: {2,65 m, 300 MHz}, {1,30 m, 600 MHz} et {1,70 m, 900 MHz} de hauteur d'antenne réceptrice h_{rs} , et à la fréquence f_s d'accord de l'antenne.

Tableau 19 – Valeurs des fréquences et des hauteurs fixes de l'antenne de réception pour les mesures de SA dans le cas où $h_t = 2$ m et $d = 10$ m (5.13.4.2.3 et 5.13.4.2.4)

Fréquence MHz	h_r m	Fréquence MHz	h_r m	Fréquence MHz	h_r m
30	4,00	90	4,00	300	1,50
35	4,00	100	4,00	400	1,20
40	4,00	120	4,00	500	2,30
45	4,00	140	2,00	600	2,00
50	4,00	160	2,00	700	1,70
60	4,00	180	2,00	800	1,50
70	4,00	200	2,00	900	1,30
80	4,00	250	1,50	1 000	1,20

5.13.4.2.7 The RF generator and RF receiver shall not be elevated above the level of the reflecting plane if they are within 20 m from the plane.

5.13.4.2.8 The RF generator shall have a good frequency and output level stability throughout the duration of the site-attenuation measurements. See also 5.13.4.4.5.

NOTE It might be necessary to include a warm-up time (normally indicated by the equipment manufacturer) of the RF generator and RF receiver in the measuring procedure, to assure a sufficient long-term stability of these equipments.

5.13.4.2.9 The RF receiver shall have its linearity calibrated over a dynamic range of at least 50 dB. The uncertainty of the receiver linearity is denoted as ΔA_r (see 5.13.5.2.2). A reasonable value for the receiver linearity uncertainty is 0,2 dB.

NOTE If the linear dynamic range is less than 50 dB a substitution method may be followed, using a calibrated precision attenuator as described in 5.13.4.4.7.

5.13.4.3 Test frequencies and receiving antenna heights

5.13.4.3.1 With due observance to 5.13.2.2, the validation measurements described in 5.13.4.4 shall be carried out at least at the frequencies and the associated fixed heights of the centre of the receiving antenna h_r (m) above the reflecting plane given in table 19.

NOTE 1 Information concerning the CALTS performance at the intermediate frequencies can be obtained by using swept-frequency measurements as described in R.2.2.

NOTE 2 Care shall be taken in case of high-Q responses, especially for frequencies above 300 MHz. In such a case a swept-frequency procedure should be carried out around the specified frequencies and at the associated heights.

5.13.4.3.2 In addition to the validation measurements described in 5.13.4.4, either three receiving antenna height-scan measurements as described in 5.13.4.5 or three frequency-scan measurements as described in 5.13.4.6 shall be carried out.

- When choosing to perform receiving-antenna, height-scan measurements, these shall be carried out at the frequencies f_s : 300 MHz, 600 MHz and 900 MHz, with the test antennas tuned to the associated frequency f_s .
- When choosing to perform frequency-scan measurements, these shall be carried out with combinations $\{h_{rs}, f_s\}$: {2,65 m, 300 MHz}, {1,30 m, 600 MHz} and {1,70 m, 900 MHz} of the receiving antenna height h_{rs} and the test antenna tuned frequency f_s .

Table 19 – Frequency and fixed receiving antenna height data for SA measurements
where $h_t = 2$ m and $d = 10$ m (5.13.4.2.3 and 5.13.4.2.4)

Frequency MHz	h_r m	Frequency MHz	h_r m	Frequency MHz	h_r m
30	4,00	90	4,00	300	1,50
35	4,00	100	4,00	400	1,20
40	4,00	120	4,00	500	2,30
45	4,00	140	2,00	600	2,00
50	4,00	160	2,00	700	1,70
60	4,00	180	2,00	800	1,50
70	4,00	200	2,00	900	1,30
80	4,00	250	1,50	1 000	1,20

5.13.4.3.3 Si du bruit à bande étroite, comme celui provenant des émetteurs de radio-diffusion, empêche des mesures précises à une fréquence spécifiée en 5.13.4.3.1 et 5.13.4.3.2, une fréquence d'essai utilisable aussi proche que possible de la fréquence spécifiée doit être choisie.

La justification de la différence par rapport à la fréquence spécifiée doit être précisée dans le rapport de validation (voir 5.13.6).

5.13.4.3.4 La fréquence du générateur RF fournissant le signal à l'antenne émettrice doit être réglée à Δf près (voir tableau 20), d'une fréquence d'essai spécifiée dans le tableau 19 ou en 5.13.4.3.2.

5.13.4.4 Mesures d'affaiblissement de l'emplacement

Ce paragraphe décrit les trois mesures nécessaires pour déterminer l'affaiblissement de l'emplacement mesuré SA_m (voir 5.13.5.3.1) aux fréquences spécifiées. L'affaiblissement de l'emplacement considéré est le SA entre les bornes d'alimentation de l'antenne d'émission (A et B sur les figures 57 et 58) et celles de l'antenne de réception (C et D sur les figures 57 et 58).

NOTE Dans le cas où une série complète de paramètres S pour les symétriseurs est disponible (voir 5.13.3.2.6), il est aussi possible de considérer le SA entre les deux interfaces câble/symétriseur à condition que les propriétés du symétriseur soient introduites dans le calcul du SA théorique. Dans la description donnée ci-dessous, cette dernière possibilité sera indiquée par une note à l'endroit approprié.

5.13.4.4.1 Mesure 1: A une fréquence f spécifiée, la tension de référence $U_{r1}(f)$ est déterminée. Cette tension rend possible la prise en compte de l'affaiblissement du signal entre l'accès de sortie du générateur RF et les bornes d'alimentation de l'antenne filaire d'émission et, de la même façon, entre les bornes d'alimentation de l'antenne réceptrice et l'accès d'entrée du récepteur.

$U_{r1}(f)$ est déterminé comme indiqué ci-dessous (voir figure 57). Les éléments filaires des antennes d'essai sont déconnectés de leur symétriseur et les deux symétriseurs sont connectés ensemble (voir également la note 4 ci-dessous) avec une connexion aussi courte que possible, si possible inférieure à $\lambda_{\min}/10$, $\lambda_{\min}$ ayant été défini en 5.13.3.2.3.

Le niveau du générateur RF est choisi de manière à donner un niveau de lecture sur le récepteur au moins 60 dB au-dessus du niveau de bruit du récepteur (voir note 2 ci-dessous). Le niveau lu sur le récepteur est appelé $U_{r1}(f)$.

NOTE 1 Il convient que le niveau de champ émis ne dépasse pas les niveaux d'émission autorisés localement.

NOTE 2 Dans ce paragraphe, il est supposé que le récepteur RF satisfait à 5.13.4.2.9. Dans le cas où la note de 5.13.4.2.9 s'applique, il convient d'appliquer la méthode donnée en 5.13.4.4.7.

NOTE 3 Le niveau de bruit du récepteur peut être réduit en réduisant la largeur de bande du récepteur. Toutefois, si le générateur RF et le récepteur RF ne sont pas verrouillés en phase, comme c'est le cas pour un générateur suiveur et pour un analyseur de spectre, la largeur de bande du récepteur doit être suffisamment large pour qu'une dérive possible en fréquence du signal du générateur RF n'ait pas d'influence sur les résultats de mesure.

NOTE 4 Si la méthode donnée dans la note de 5.13.4.4 est suivie, les antennes d'essai complètes sont déconnectées et les deux câbles des antennes sont connectés entre eux pour déterminer $U_{r1}(f)$ et $U_{r2}(f)$ de 5.13.4.4.4.

5.13.4.4.2 Le réglage de l'amplitude du générateur RF utilisé en 5.13.4.4.1 à une fréquence particulière demeure inchangé au cours des mesures associées à 5.13.4.4.3 et 5.13.4.4.4.

5.13.4.4.3 Mesure 2: Les symétriseurs sont déconnectés l'un de l'autre, les éléments filaires connectés aux symétriseurs (voir figure 58) et réglés à la longueur spécifiée $L_a(f)$. Les antennes d'essai sont amenées dans la position spécifiée en 5.13.4.2 et 5.13.4.3. Pour l'installation d'essai, tous les autres éléments sont les mêmes qu'en 5.13.4.4.1. Voir aussi les notes en 5.13.4.2.2 et 5.13.4.4.5.

A la fréquence d'essai spécifiée f et avec les antennes dans leur position spécifiée, la valeur lue sur le récepteur est appelée $U_s(f)$.

5.13.4.3.3 If narrow-band noise, such as that originating from broadcast transmitters, hinders accurate measurement at a frequency specified in 5.13.4.3.1 and 5.13.4.3.2, a usable test frequency as close as possible to that specified frequency shall be chosen.

The rationale for a deviation from a specified frequency shall be recorded in the validation report (see 5.13.6).

5.13.4.3.4 The frequency of the RF generator providing the signal for the transmitting antenna shall be adjusted to within Δf (see table 20), of a test frequency specified in table 19 or in 5.13.4.3.2.

5.13.4.4 Site attenuation measurements

This subclause describes the three measurements needed to determine the measured site attenuation SA_m (see 5.13.5.3.1), at the specified frequencies. The site attenuation being considered is the SA between the feed terminals of the transmitting antenna (A and B in figures 57 and 58) and those of the receiving antenna (C and D in figures 57 and 58).

NOTE – Where a full set of balun S-parameters is available (see 5.13.3.2.6), it is also possible to consider the SA between the two cable/balun interfaces provided the balun properties are incorporated in the calculation of the theoretical SA. In the description given below, the latter possibility will be indicated by a note, where appropriate.

5.13.4.4.1 Measurement 1: At a specified frequency f , the reference voltage $U_{r1}(f)$ is determined. This voltage makes it possible to account for the attenuation of the signal between the RF generator output port and the feed terminals of the transmitting wire antenna and, similarly, between the feed terminals of the receiving wire antenna and the receiver input port.

$U_{r1}(f)$ is determined as follows (see figure 57). The wire elements of the test antennas are disconnected from their balun and the two baluns are connected head-to-head (see also note 4 below) with a connection which is as short as possible, preferably $< \lambda_{\min}/10$, where $\lambda_{\min}$ has been defined in 5.13.3.2.3.

The level of the RF generator is set to give a receiver reading at least 60 dB above the noise level of the receiver (see note 2 below). The receiver reading is recorded as $U_{r1}(f)$.

NOTE 1 The level of the emitted field should not exceed the local transmission permitted levels.

NOTE 2 In this subclause it is presumed that the RF receiver complies with 5.13.4.2.9. Where the note to 5.13.4.2.9 applies, the method given in 5.13.4.4.7 should be applied.

NOTE 3 The noise level of the receiver can be reduced by reducing the receiver bandwidth. However, if the RF generator and RF receiver are not frequency-locked, as in the case of a tracking generator and spectrum analyzer, the receiver bandwidth should be sufficiently wide that a possible drift of the frequency of the RF generator signal does not influence the measuring results.

NOTE 4 If the method given in the note to 5.13.4.4 is followed, the complete test antennas are disconnected and the two antenna cables are interconnected when determining $U_{r1}(f)$ and $U_{r2}(f)$ in 5.13.4.4.4.

5.13.4.4.2 The amplitude setting of the RF generator used in 5.13.4.4.1 at a particular frequency remains unchanged throughout the measurements associated with 5.13.4.4.3 and 5.13.4.4.4.

5.13.4.4.3 Measurement 2: The baluns are disconnected from each other, the wire elements connected to their balun (see figure 58), and are adjusted to the specified length $L_a(f)$. The test antennas are brought into position as specified in 5.13.4.2 and 5.13.4.3. All other elements in the test set-up are the same as in 5.13.4.4.1. See also the notes to 5.13.4.2.2 and 5.13.4.4.5.

At the specified test frequency f , and with the antennas in their specified position, the receiver reading is recorded as $U_s(f)$.

5.13.4.4.4 Mesure 3: La mesure de la tension de référence (voir 5.13.4.4.1) est répétée à la même fréquence spécifiée. La valeur est appelée $U_{r2}(f)$.

5.13.4.4.5 Si $U_{r1}(f)$ et $U_{r2}(f)$, exprimés en unités logarithmiques, diffèrent de plus de 0,2 dB, la stabilité de l'installation d'essai doit être améliorée et les mesures 1, 2 et 3 précédemment mentionnées doivent être répétées.

NOTE Une cause d'effets d'instabilité peut aussi être liée au fait que l'atténuation du câble est fonction de la température, particulièrement en exposition directe au soleil.

5.13.4.4.6 L'affaiblissement de l'emplacement mesuré $SA_m(f)$ est donné par l'équation suivante:

$$SA_m(f) = 20 \log_{10} \left\{ \frac{U_{ra}(f)}{U_s(f)} \right\} \quad (\text{dB}) \quad (3)$$

où $U_{ra}(f)$ est la moyenne de $U_{r1}(f)$ et $U_{r2}(f)$.

NOTE Si aucune disposition n'est prise pour éviter l'affaiblissement des éléments filaires aux fréquences plus faibles 30 MHz, 35 MHz et 40 MHz, il peut être nécessaire de corriger l'affaiblissement mesuré de l'emplacement SA_m (voir 5.13.5.3.1).

5.13.4.4.7 Dans le cas où la plage de dynamique du récepteur RF n'est pas conforme à 5.13.4.2.9, la méthode de substitution suivante peut être utilisée à condition que la série complète des paramètres S des symétriseurs soit disponible et que les propriétés des symétriseurs soient introduites dans le calcul du SA théorique.

- Déterminer et enregistrer la valeur lue sur le récepteur $U_s(f)$ comme décrit en 5.13.4.4.3.
- Remplacer les antennes d'essai par un atténuateur de précision étalonné et connecter les deux câbles des antennes à cet atténuateur. Régler la perte d'insertion due à l'atténuateur à un certain niveau $A_{i1}(f)$ afin de trouver au récepteur la même valeur $U_s(f)$, comme déterminé en a). Enregistrer $A_{i1}(f)$ et son incertitude de mesure associée $\Delta A_i(f)$.
- Afin de démontrer la stabilité de l'installation d'essai de 5.13.4.2.8, répéter l'étape b) pour déterminer $A_{i2}(f)$ après un temps approchant la durée totale entre la lecture de $U_s(f)$ dans l'étape a) et $A_{i1}(f)$ dans l'étape b). Si $A_{i2}(f)$ diffère de plus de 0,2 dB de $A_{i1}(f)$, la stabilité de l'installation d'essai doit être améliorée et les étapes a), b) et c) doivent être répétées.
- Si l'installation d'essai est suffisamment stable, la mesure de l'affaiblissement de l'emplacement est donnée par l'équation suivante:

$$SA_m(f) = 20 \log_{10} \{A_{ia}\} \quad (\text{dB}) \quad (4)$$

où $A_{ia}(f)$ est la valeur moyenne de $A_{i1}(f)$ et $A_{i2}(f)$ en unités linéaires.

5.13.4.5 Mesures par balayage en hauteur de l'antenne

Ce paragraphe décrit les trois mesures par balayage en hauteur de l'antenne nécessaires pour déterminer la hauteur de l'antenne réceptrice $h_{r,\max}$ pour laquelle l'affaiblissement de l'emplacement atteint un maximum net (voir 5.13.4.3.2a) et 5.13.5.3.2). Le maximum net résulte de l'annulation (quasi totale) de l'onde directe arrivant sur l'antenne de réception par l'onde indirecte, c'est-à-dire l'onde réfléchiée par le plan réfléchissant.

5.13.4.5.1 Aux fréquences f_s spécifiées en 5.13.4.3.2a) et dans la configuration d'essai décrite en 5.13.4.2, la hauteur de l'antenne d'essai réceptrice (accordée à la fréquence f_s) est augmentée de $h_r = 1,0$ m à $h_{r,\max}(f_s)$ correspondant au premier maximum de SA, c'est-à-dire le premier minimum net lu sur le récepteur.

NOTE La valeur du minimum lu sur le récepteur n'a pas d'intérêt. Elle sert seulement à trouver $h_{r,\max}(f_s)$.

5.13.4.4.4 Measurement 3: The measurement of the reference voltage (see 5.13.4.4.1), is repeated at the same specified frequency. The value is recorded as $U_{r2}(f)$.

5.13.4.4.5 If $U_{r1}(f)$ and $U_{r2}(f)$, expressed in logarithmic units, differ by more than 0,2 dB, the stability of the test set-up shall be improved and the aforementioned measurements 1, 2 and 3 repeated.

NOTE A cause of instability effects may also be the temperature dependence of the coaxial cable attenuation, especially under direct sunlight exposure.

5.13.4.4.6 The measured site attenuation $SA_m(f)$ is given by the following equation:

$$SA_m(f) = 20 \log_{10} \left\{ \frac{U_{ra}(f)}{U_s(f)} \right\} \quad (\text{dB}) \quad (3)$$

where $U_{ra}(f)$ is the average of $U_{r1}(f)$ and $U_{r2}(f)$.

NOTE If no provisions have been taken to avoid the droop of the wire elements of both test antennas at the lower frequencies 30 MHz, 35 MHz and 40 MHz, it might be necessary to correct the measured site attenuation SA_m (see 5.13.5.3.1).

5.13.4.4.7 Where the dynamic range of the RF receiver does not comply with 5.13.4.2.9, the following substitution method may be used provided the full set of balun S-parameters is available and the balun properties are incorporated in the calculation of the theoretical SA.

- Determine and record the receiver reading $U_s(f)$ as described in 5.13.4.4.3.
- Replace the test antennas by a calibrated precision attenuator and connect both antenna cables to this attenuator. Adjust the insertion loss caused by the attenuator to a level $A_{i1}(f)$ such that the same receiver reading $U_s(f)$ as determined under a) is found. Record $A_{i1}(f)$ and its associated measurement uncertainty $\Delta A_{i1}(f)$.
- To demonstrate the stability of the test set-up mentioned in 5.13.4.2.8, repeat step b) to determine $A_{i2}(f)$ after a period of time approximating the total time between the reading of $U_s(f)$ in step a) and $A_{i1}(f)$ in step b). If $A_{i2}(f)$ differs by more than 0,2 dB from $A_{i1}(f)$, the stability of the test set-up shall be improved and steps a), b) and c) repeated.
- If the test set-up is sufficiently stable, the measured site attenuation is given by

$$SA_m(f) = 20 \log_{10} \{A_{ia}\} \quad (\text{dB}) \quad (4)$$

where $A_{ia}(f)$ is the average value of $A_{i1}(f)$ and $A_{i2}(f)$ in linear units.

5.13.4.5 Antenna-height scan measurements

This subclause describes the three antenna-height scan measurements needed to determine the receiving antenna height $h_{r,\max}$ at which the measured site attenuation shows a sharp maximum (see 5.13.4.3.2 a) and 5.13.5.3.2). The sharp maximum results from (near-total) cancellation of the direct wave arriving at the receiving antenna by the indirect wave, i.e. the wave reflected from the reflecting plane.

5.13.4.5.1 At the frequencies f_s , specified in 5.13.4.3.2 a) and in the test set-up as described in 5.13.4.2 the height of the receiving test antenna (tuned to the frequency f_s) is increased from a height $h_r = 1,0$ m up to a height $h_{r,\max}(f_s)$ corresponding with the first sharp maximum in the SA, i.e. the first sharp minimum in the receiver reading.

NOTE The value of the minimum in the receiver reading is not of interest. This reading is only an indicator to find $h_{r,\max}(f_s)$.

5.13.4.5.2 La hauteur $h_{r,max}(f_s)$ est mesurée et enregistrée avec son incertitude de mesure associée $\Delta h_{r,max}(f_s)$.

NOTE $h_{r,max}(f_s)$ n'est pas nécessairement égale à $h_{rs}(f_s)$ donnée en 5.13.4.3.2 b) car $h_{r,max}(f_s)$ dépend aussi des propriétés des antennes d'essai réelles utilisées.

5.13.4.6 Mesures par balayage en fréquence

Ce paragraphe décrit les trois mesures par balayage en fréquence nécessaires pour déterminer la fréquence f_{max} à laquelle l'affaiblissement de l'emplacement mesuré montre un maximum net (voir 5.13.4.3.2b) et 5.13.5.3.3). Ce maximum net résulte de l'annulation (quasi totale) de l'onde directe arrivant sur l'antenne de réception par l'onde indirecte, c'est-à-dire l'onde réfléchie par le plan réfléchissant.

5.13.4.6.1 Aux hauteurs fixes de l'antenne de réception $h_{rs}(f_s)$ spécifiées en 5.13.4.3.2b) et dans la configuration d'essai avec les antennes d'essai accordées sur la fréquence associée f_s , telle que définie en 5.13.4.3.2b), on fait varier la fréquence du générateur RF entre une fréquence bien inférieure f_s , par exemple inférieure de 100 MHz à f_s , jusqu'à une valeur $f_{max}(h_{rs})$ correspondant au maximum net dans le SA, c'est-à-dire le minimum du niveau lu sur le récepteur.

NOTE La valeur du minimum lu sur le récepteur n'a pas d'intérêt. Elle sert seulement à trouver $f_{max}(h_{rs})$.

5.13.4.6.2 La fréquence $f_{max}(h_{rs})$ est mesurée et enregistrée avec son incertitude de mesure associée $\Delta f_{max}(h_{rs})$.

NOTE $f_{max}(h_{rs})$ n'est pas nécessairement égale à $f_s(h_{rs})$ donnée en 5.13.4.3.2a) car $f_{max}(h_{rs})$ dépend aussi des propriétés des antennes d'essai réelles utilisées.

5.13.5 Critères de conformité de l'emplacement d'essai pour l'étalonnage des antennes

5.13.5.1 Introduction

Le CALTS est considéré comme satisfaisant si, pour toutes les fréquences auxquelles un étalonnage d'antenne doit être effectué avec ce CALTS, l'affaiblissement de l'emplacement mesuré (5.13.4.3.1) et les hauteurs d'antenne mesurées ou la fréquence mesurée (5.13.4.3.2) reste dans une certaine marge par rapport aux valeurs théoriques calculées (5.13.5.3). A l'exception des incertitudes dans les diverses valeurs mesurées, cette marge prend également en compte les tolérances autorisées dans la configuration d'essai.

Comme expliqué en 5.13.5.2, la marge d'incertitude est constituée d'une partie qui doit être calculée en utilisant le modèle théorique et d'une partie qui dépend directement de l'incertitude des mesures de tension à partir desquelles l'affaiblissement de l'emplacement mesuré est déterminé, et des incertitudes de mesure de la hauteur ou de la fréquence en balayage.

5.13.5.2 Tolérances et incertitudes de mesure

5.13.5.2.1 La tolérance maximale pour les différents paramètres est donnée au tableau 20.

5.13.4.5.2 The height $h_{r,\max}(f_s)$ is measured and recorded together with its associated measurement uncertainty $\Delta h_{r,\max}(f_s)$.

NOTE The measured $h_{r,\max}(f_s)$ may not be equal to $h_{rs}(f_s)$ as given in 5.13.4.3.2 b) because $h_{r,\max}(f_s)$ depends on the properties of the actual test antennas as well.

5.13.4.6 Frequency scan measurements

This subclause describes the three swept frequency measurements needed to determine the frequency $f_{\max}$ at which the measured site attenuation shows a sharp maximum, see 5.13.4.3.2 b) and 5.13.5.3.3). The sharp maximum results from (near-total) cancellation of the direct wave arriving at the receiving antenna by the indirect wave, i.e. the wave reflected from the reflecting plane.

5.13.4.6.1 At the fixed receiving test antenna heights, $h_{rs}(f_s)$ specified in 5.13.4.3.2 b) and in the test set-up with the test antennas tuned to the associated frequency f_s as given in 5.13.4.3.2 b), the frequency of the RF generator is scanned from a frequency well below f_s , say 100 MHz lower than f_s , up to a value $f_{\max}(h_{rs})$ corresponding with a full sharp maximum in the SA, i.e. minimum in the receiver reading.

NOTE The value of the minimum in the receiver reading is not of interest. This reading is only an indicator to find $f_{\max}(h_{rs})$.

5.13.4.6.2 The frequency $f_{\max}(h_{rs})$ is recorded together with its associated measuring uncertainty, $\Delta f_{\max}(h_{rs})$.

NOTE The measured $f_{\max}(h_{rs})$ need not be equal to $f_s(h_{rs})$ as given in 5.13.4.3.2 a) because $f_{\max}(h_{rs})$ depends on the properties of the actual test antennas as well.

5.13.5 Antenna calibration test site compliance criteria

5.13.5.1 Introduction

The CALTS is deemed to be satisfactory when, at all frequencies at which antenna calibrations requiring a CALTS are to be performed, the measured site attenuation (5.13.4.3.1) and the measured antenna heights or the measured frequency (5.13.4.3.2) are within a certain margin of the calculated theoretical values (5.13.5.3). Apart from the uncertainties in the various measurement data, this margin also takes into account the tolerances allowed in the measurement set-up.

As explained in 5.13.5.2, the uncertainty margin consists of a part which shall be calculated using the theoretical model and a part which is directly coupled to the uncertainty in the voltage measurements from which the measured site attenuation is determined, and to uncertainties in the scanned height or swept frequency measurements.

5.13.5.2 Tolerances and measurement uncertainties

5.13.5.2.1 The maximum tolerances for the various parameters are listed in table 20.

Tableau 20 – Tolérances maximales pour $d = 10$ m

Paramètre	Tolérance maximale	Paragraphe
L_a	$\pm 0,0025 L_a$ ou $\pm 0,001$ (m) si $L_a < 0,400$ (m)	5.13.3.2.4
Z_{AB}	$ROS \leq 1,10$	5.13.3.2.5a)
A_b	$\pm 0,4$ dB	5.13.3.2.5b)
ϕ_b	$\pm 2^\circ$	5.13.3.2.5c)
d	$\pm 0,04$ m	5.13.4.2.3
h_t	$\pm 0,01$ m	5.13.4.2.4
h_r	$\pm 0,01$ m	5.13.4.2.5
f	$\pm 0,001f$	5.13.4.3.4

NOTE La nécessité de prendre en compte la tolérance ΔD dans le rayon de l'élément filaire et les incertitudes associées à l'alignement des antennes filaires est à l'étude.

5.13.5.2.2 L'incertitude de mesure ΔSA_m dans l'affaiblissement de l'emplacement mesuré SA_m , comme définie dans l'équation (3) en 5.13.4.4.6, est donnée par l'équation suivante:

$$\Delta SA_m(\text{dB}) = \sqrt{\{\Delta SA_r(\text{dB})\}^2 + \{\Delta SA_t(\text{dB})\}^2} \quad (5)$$

où ΔSA_r est donné par ΔA_r en 5.13.4.2.9, ou par $\Delta A_t(f)$ en 5.13.4.4.7, en fonction du paragraphe applicable. ΔSA_t tient compte de la sensibilité de l'affaiblissement de l'emplacement à la tolérance sur les paramètres (les valeurs maximales sont données au tableau 20). Le niveau de confiance à 95 % sur les valeurs de ΔSA_r et de ΔSA_t doit être utilisé dans l'équation (5).

NOTE – ΔSA_t (95 %) peut être calculé en utilisant le modèle donné dans l'annexe T.

5.13.5.2.3 Si les tolérances sur les paramètres satisfont à celles données au tableau 20, ΔSA_t (95 %) = 0,2 dB peut être utilisé dans toute la gamme de fréquences de 30 MHz à 1 000 MHz. Dans ce cas il n'est pas nécessaire d'effectuer les calculs de ΔSA_t et de noter les résultats des calculs dans le rapport de validation du CALTS.

NOTE Une justification de ΔSA_t (95 %) = 0,2 dB est donnée en T.1.3.2.

5.13.5.2.4 L'incertitude de mesure Δh_{rm} dans la mesure de hauteur de l'antenne de réception $h_{r,\max}$ comme définie en 5.13.4.5, est donnée par l'équation suivante:

$$\Delta h_{rm}(\text{m}) = \sqrt{\{\Delta h_{r,\max}(\text{m})\}^2 + \{\Delta h_{rt}(\text{m})\}^2} \quad (6)$$

où $\Delta h_{r,\max}$ est défini en 5.13.4.5.2, et Δh_{rt} représente la sensibilité de $h_{r,\max}$ par rapport aux tolérances sur les paramètres (les valeurs maximales sont donnée au tableau 20).

NOTE Δh_{rt} peut être calculé en utilisant le modèle donné en T.1.3.3.

5.13.5.2.5 Si les tolérances sur les paramètres satisfont à celles données au tableau 20, Δh_{rt} (95 %) = 0,025 m peut être utilisé aux trois fréquences spécifiées. Dans ce cas il n'est pas nécessaire d'effectuer les calculs de Δh_{rt} ni de noter les résultats des calculs dans le rapport de validation du CALTS.

NOTE – Une justification de Δh_{rt} (95 %) = 0,025 m est donnée en T.1.3.3.

Table 20 – Maximum tolerances for $d = 10$ m

Variable	Maximum tolerance	Subclause
L_a	$\pm 0,0025 L_a$ or $\pm 0,001$ (m) if $L_a < 0,400$ (m)	5.13.3.2.4
Z_{AB}	$VSWR \leq 1,10$	5.13.3.2.5 a)
A_b	$\pm 0,4$ dB	5.13.3.2.5 b)
ϕ_b	$\pm 2^\circ$	5.13.3.2.5 c)
d	$\pm 0,04$ m	5.13.4.2.3
h_t	$\pm 0,01$ m	5.13.4.2.4
h_r	$\pm 0,01$ m	5.13.4.2.5
f	$\pm 0,001f$	5.13.4.3.4

NOTE The need to take into account the tolerance ΔD_{we} in the radius of a wire element and the uncertainties associated with the alignment of the wire antennas, is under consideration.

5.13.5.2.2 The measurement uncertainty ΔSA_m in the measured site attenuation SA_m as defined in equation (3) in 5.13.4.4.6 is given by

$$\Delta SA_m(\text{dB}) = \sqrt{\{\Delta SA_r(\text{dB})\}^2 + \{\Delta SA_t(\text{dB})\}^2} \quad (5)$$

where ΔSA_r is given by ΔA_r in 5.13.4.2.9, or by $\Delta A_t(f)$ in 5.13.4.4.7, whichever subclause is applicable. ΔSA_t accounts for the sensitivity of the site attenuation to the parameter tolerances (maximum values as given in table 20). The 95 % confidence level values of ΔSA_r and ΔSA_t shall be used in equation (5).

NOTE ΔSA_t (95 %) may be calculated using the model given in annex T.

5.13.5.2.3 If the tolerances of the parameters comply with those given in table 20, ΔSA_t (95 %) = 0,2 dB may be used for the whole frequency range from 30 MHz to 1 000 MHz. In that case, it is not needed to perform ΔSA_t calculations nor to report the results of the calculations in the CALTS validation report.

NOTE A rationale for ΔSA_t (95 %) = 0,2 dB is given in T.1.3.2.

5.13.5.2.4 The measurement uncertainty Δh_{rm} in the measured height of the receiving antenna $h_{r,\max}$ as defined in 5.13.4.5, is given by

$$\Delta h_{rm}(\text{m}) = \sqrt{\{\Delta h_{r,\max}(\text{m})\}^2 + \{\Delta h_{rt}(\text{m})\}^2} \quad (6)$$

where $\Delta h_{r,\max}$ is defined in 5.13.4.5.2, and Δh_{rt} accounts for the sensitivity of $h_{r,\max}$ to the parameter tolerances (maximum values as given in table 20).

NOTE Δh_{rt} can be calculated using the model given in T.1.3.3.

5.13.5.2.5 If the tolerances of the parameters comply with those given in table 20, Δh_{rt} (95 %) = 0,025 m may be used at the three specified frequencies. In that case, it is not needed to perform Δh_{rt} calculations nor to report the results of the calculations in the CALTS validation report.

NOTE A rationale for Δh_{rt} (95 %) = 0,025 m is given in T.1.3.3.

5.13.5.2.6 L'incertitude de mesure Δf_m dans la mesure de fréquence $f_{\max}$ comme définie en 5.13.4.6, est donnée par l'équation suivante:

$$\Delta f_m (\text{MHz}) = \sqrt{\{\Delta f_{\max} (\text{MHz})\}^2 + \{\Delta f_t (\text{MHz})\}^2} \quad (7)$$

où

$\Delta f_{\max}$ est défini en 5.13.4.6.2; et

Δf_t représente la sensibilité de $f_{\max}$ par rapport aux tolérances sur les paramètres (les valeurs maximales sont données au tableau 20).

NOTE Δf_t peut être calculé en utilisant le modèle donné en T.1.3.4.

5.13.5.2.7 Si les tolérances sur les paramètres satisfont à celles données au tableau 20, $\Delta f_t (95 \%) / f_c = 0,015$ peut être utilisé aux trois hauteurs d'antenne spécifiées. Dans ce cas il n'est pas nécessaire d'effectuer les calculs de Δf_t ni de noter les résultats des calculs dans le rapport de validation du CALTS.

NOTE Une justification de $\Delta f_t (95 \%) / f_c = 0,015$ est donnée en T.1.3.4.

5.13.5.3 Critères de conformité

Dans ce paragraphe, la valeur des paramètres à utiliser sont les valeurs réelles des paramètres mesurés. Les valeurs réelles des paramètres sont supposées être déterminées avec une incertitude suffisamment faible pour que l'on puisse conclure de façon justifiée que la valeur d'un paramètre se situe dans la plage de tolérances maximales données au tableau 20.

EXEMPLE – Si la distance spécifiée entre les centres des antennes $d = 10,00$ m (5.13.4.2.3) et, lors de la mesure réelle de SA si cette distance est $d_a = 10,01$ m, on utilise alors cette dernière valeur dans les calculs. Toutefois $(d - d_a)$ doit toujours être inférieur à 0,04 m (voir tableau 20). Comme d_a a été déterminé avec une incertitude de mesure suffisamment faible, $|d - d_a| < 0,04$ m est justifié.

5.13.5.3.1 Le CALTS satisfait au critère de validation de l'affaiblissement d'emplacement si, à toutes les fréquences utilisées pour l'étalonnage de l'antenne (figure 59),

$$|SA_c(\text{dB}) - SA_m(\text{dB})| < T_{SA}(\text{dB}) - \Delta SA_m(\text{dB}) \quad (8)$$

où

$SA_c(f)$ est le SA théorique à la fréquence spécifiée, calculé comme décrit dans l'annexe T, en utilisant les données de l'antenne d'essai suite à l'application de 5.13.3.2.6 et en utilisant les valeurs des paramètres géométriques réels L_a , d , h_t et h_r ;

$SA_m(f)$ est le SA mesuré en suivant les équations (3) ou (4) (voir également la note);

$\Delta SA_m(f)$ est l'incertitude de mesure sur le SA (à 95 % de niveau de confiance) déduit de 5.13.5.2.2;

$T_{SA}(f)$ est la tolérance autorisée pour le SA.

Sauf indication contraire dans la norme d'étalonnage de l'antenne spécifiant l'utilisation d'un CALTS, la tolérance autorisée est $T_{SA}(f) = 1,0$ dB dans toute la gamme de fréquences de 30 MHz à 1 000 MHz.

On doit démontrer au moins que le CALTS satisfait au critère de SA aux fréquences données au tableau 19.

5.13.5.2.6 The measurement uncertainty Δf_m at the measured frequency $f_{\max}$ as defined in 5.13.4.6, is given by

$$\Delta f_m (\text{MHz}) = \sqrt{\{\Delta f_{\max} (\text{MHz})\}^2 + \{\Delta f_t (\text{MHz})\}^2} \quad (7)$$

where

$\Delta f_{\max}$ is defined in 5.13.4.6.2; and

Δf_t accounts for the sensitivity of $f_{\max}$ to the parameter tolerances (maximum values as given in table 20).

NOTE Δf_t can be calculated using the model given in T.1.3.4.

5.13.5.2.7 If the tolerances of the parameters comply with those given in table 20, Δf_t (95 %)/ $f_c = 0,015$ may be used at the three specified receiving antenna heights. In that case, it is not needed to perform Δf_t calculations nor to report the results of the calculations in the CALTS validation report.

NOTE A rationale for Δf_t (95 %)/ $f_c = 0,015$ is given in T.1.3.4.

5.13.5.3 Compliance criteria

In this subclause, the parameter values to be used in the calculations are the actual values realized in a measurement. The actual parameter values are assumed to be determined with a sufficiently small measurement uncertainty so that the conclusion that a parameter value is within the maximum tolerance range as given in table 20 is justifiable.

EXAMPLE – If the specified distance between the antenna centres $d = 10,00$ m (5.13.4.2.3) and during the actual SA measurements that distance equals $d_a = 10,01$ m, the latter value is used in the calculations. However $(d - d_a)$ shall always be smaller than 0,04 m (see table 20), while d_a has been determined with such a small measurement uncertainty that $|d - d_a| < 0,04$ m is justifiable.

5.13.5.3.1 The CALTS complies with the site attenuation validation criterion if, at all frequencies used for antenna calibration (figure 59)

$$|SA_c(\text{dB}) - SA_m(\text{dB})| < T_{SA}(\text{dB}) - \Delta SA_m(\text{dB}) \quad (8)$$

where

$SA_c(f)$ is the theoretical SA at the specified frequency, calculated as depicted in annex T, using the test antenna data following after the application of 5.13.3.2.6 and using the actual geometrical parameter values L_a , d , h_t and h_r ;

$SA_m(f)$ is the measured SA following from equation (3) or equation (4) (see also the note);

$\Delta SA_m(f)$ is the SA measurement uncertainty (95 % confidence level) as derived in 5.13.5.2.2;

$T_{SA}(f)$ is the allowed tolerance in SA.

Unless stated otherwise in the antenna calibration standard requiring the use of a CALTS, the allowed tolerance is $T_{SA}(f) = 1,0$ dB over the whole frequency range 30 MHz to 1 000 MHz.

As a minimum, it shall be demonstrated that the CALTS complies with the SA criterion at the frequencies listed in table 19.

NOTE 1 Aux fréquences comprises entre 30 MHz et 40 MHz, la valeur de SA_m a besoin d'être corrigée lorsqu'il existe un affaissement significatif à l'extrémité de l'antenne filaire.

a) A 30 MHz, un doublet de 4,8 m de longueur s'affaisse de 16 cm à ses extrémités. Il convient d'augmenter le SA_m de 0,27 dB, 0,13 dB et 0,08 dB pour des hauteurs du doublet de 1 m, 2 m et 4 m, respectivement, afin de comparer correctement SA_m avec SA_c .

b) Si l'affaissement de l'extrémité est supérieure à 20 cm, il convient que l'augmentation de $SA_m(f)$ soit calculée numériquement (voir article T.2).

NOTE 2 Par exemple, si ΔSA_t (95 %) = 0,2 dB (application de 5.13.5.2.3) et ΔSA_r (95 %) = 0,2 dB, alors ΔSA_m (95 %) = 0,3 dB. En conséquence, 0,7 dB est la différence maximale acceptable entre l'affaiblissement de l'emplacement mesuré et calculé. La différence maximale acceptable peut être augmentée en utilisant un récepteur ayant une valeur plus faible de ΔSA_r (95 %), en diminuant les tolérances sur les différents paramètres et en considérant la valeur réelle de ΔSA_t (95 %).

5.13.5.3.2 Le CALTS satisfait au critère pour la hauteur de l'antenne de réception pour un maximum de SA si, aux fréquences f_s données en 5.13.4.3.2a),

$$|h_{rc}(m) - h_{r,max}(m)| < T_{hr}(m) - \Delta h_{rm}(m) \quad (9)$$

où

$h_{rc}(m)$ est la hauteur théorique de l'antenne de réception pour laquelle le maximum de SA apparaît, c'est-à-dire le minimum de transfert du signal, calculé comme décrit dans l'annexe T, en utilisant les données de l'antenne d'essai suite à l'application de 5.13.3.2.7 et en utilisant les valeurs réelles des paramètres géométriques L_a , d , h_t et la fréquence réelle f_s ;

$h_{r,max}(m)$ est la hauteur de l'antenne de réception mesurée suivant la procédure définie en 5.13.4.5

$\Delta h_{rm}(m)$ est l'incertitude de mesure sur la hauteur de l'antenne (à 95 % de niveau de confiance) déduite du 5.13.5.2.4

$T_{hr}(m)$ est la tolérance autorisée pour $h_{r,max}$

Sauf indication contraire dans la norme d'étalonnage de l'antenne spécifiant l'utilisation d'un CALTS, la tolérance autorisée est $T_{hr} = 0,05$ m.

NOTE On applique soit 5.13.5.3.2 soit 5.13.5.3.3 (voir également 5.13.4.3.2).

5.13.5.3.3 Le CALTS satisfait au critère pour la fréquence pour un maximum de SA si, pour les hauteurs d'antenne h_{rs} , avec les antennes accordées sur les fréquences associées f_s données en 5.13.4.3.2b),

$$|f_c(\text{MHz}) - f_{max}(\text{MHz})| < T_f - \Delta f_m(\text{MHz}) \quad (10)$$

où

$f_c(\text{MHz})$ est la fréquence théorique pour laquelle le maximum de SA apparaît, c'est-à-dire le minimum de transfert du signal, calculé comme décrit dans l'annexe T, en utilisant les données de l'antenne d'essai suite à l'application de 5.13.3.2.7 et en utilisant les valeurs des paramètres géométriques réelles L_a , d , h_t and h_{rs} ;

$f_{max}(\text{MHz})$ est la fréquence mesurée suivant la procédure définie en 5.13.4.6;

$\Delta f_m(\text{MHz})$ est l'incertitude de mesure sur la fréquence (à 95 % de niveau de confiance) déduite de 5.13.5.2.6;

T_f est la tolérance autorisée pour f_{max} .

Sauf indication contraire dans la norme d'étalonnage de l'antenne spécifiant l'utilisation d'un CALTS, la tolérance autorisée est $T_f = 0,03 f_c$.

NOTE On applique soit 5.13.5.3.2 soit 5.13.5.3.3 (voir également 5.13.4.3.2).

NOTE 1 At the frequencies 30 MHz to 40 MHz, the value of SA_m needs to be corrected when there is a significant droop at the tip of the wire antenna.

a) At 30 MHz a 4,8 m long dipole droops by 16 cm at the tips. SA_m should be increased by 0,27 dB, 0,13 dB and 0,08 dB when the dipole is at heights of 1 m, 2 m and 4 m respectively, in order to properly compare SA_m with SA_c .

b) If the droop at the tip is larger than 20 cm, the increase of $SA_m(f)$ should be calculated numerically (see clause T.2).

NOTE 2 EXAMPLE

If ΔSA_t (95 %) = 0,2 dB (application of 5.13.5.2.3) and ΔSA_r (95 %) = 0,2 dB, then ΔSA_m (95 %) = 0,3 dB. Consequently, 0,7 dB is the maximum acceptable difference between calculated and measured site attenuation. The maximum acceptable difference can be increased by using a receiver with a lower value of ΔSA_r (95 %), by decreasing the tolerances of the various parameters and by considering the actual value of ΔSA_t (95 %).

5.13.5.3.2 The CALTS complies with the receiving antenna height criterion for a maximum in the SA if at the frequencies f_s given in 5.13.4.3.2a):

$$|h_{rc}(m) - h_{r,max}(m)| < T_{hr}(m) - \Delta h_{rm}(m) \quad (9)$$

where

$h_{rc}(m)$ is the theoretical height of the receiving antenna at which the maximum in the SA occurs, i.e. the minimum in the signal transfer, calculated as depicted in annex T, using the test antenna data after the application of 5.13.3.2.7 and using the actual geometrical parameters L_a , d , h_t , and the actual frequency f_s ;

$h_{r,max}(m)$ is the measured receiving antenna height following the procedure outlined in 5.13.4.5;

$\Delta h_{rm}(m)$ is the receiving antenna height measurement uncertainty (95 % confidence level) as derived in 5.13.5.2.4;

$T_{hr}(m)$ is the allowed tolerance of $h_{r,max}$.

Unless stated otherwise in the antenna calibration standard requiring the use of a CALTS, the allowed tolerance is $T_{hr} = 0,05$ m.

NOTE Either 5.13.5.3.2 or 5.13.5.3.3 is applicable; see also 5.13.4.3.2.

5.13.5.3.3 The CALTS complies with the frequency criterion for a maximum in the SA if, at the receiving antenna heights h_{rs} , with the antennas tuned to the associated frequencies f_s listed in 5.13.4.3.2 b)

$$|f_c(\text{MHz}) - f_{max}(\text{MHz})| < T_f - \Delta f_m(\text{MHz}) \quad (10)$$

where

$f_c(\text{MHz})$ is the theoretical frequency at which the maximum in the SA occurs, i.e. the minimum in the signal transfer, calculated as depicted in annex T, using the test antenna data following after the application of 5.13.3.2.7 and using the actual geometrical parameters L_a , d , h_t and h_{rs} ;

$f_{max}(\text{MHz})$ is the measured frequency following the procedure outlined in 5.13.4.6;

$\Delta f_m(\text{MHz})$ is the frequency measurement uncertainty (95 % confidence level) as derived in 5.13.5.2.6;

T_f is the allowed tolerance of f_{max} .

Unless stated otherwise in the antenna calibration standard requiring the use of a CALTS, the allowed tolerance $T_f = 0,03 f_c$.

NOTE Either 5.13.5.3.2 or 5.13.5.3.3 is applicable; see also 5.13.4.3.2.

5.13.6 Rapport de validation

5.13.6.1 Introduction

Cette norme spécifie les exigences, la procédure de validation et les critères de conformité pour un CALTS. Ce procédé de validation est finalisé par l'édition et l'approbation d'un document appelé «Rapport de validation du CALTS».

Ce rapport de validation est un moyen pour garder trace et garantir la conformité d'un CALTS aux exigences de cette norme.

La démonstration réelle de la validité du CALTS peut être de la responsabilité soit du propriétaire du CALTS soit d'autres parties.

Le rapport de validation du CALTS doit être conforme aux exigences de 5.13.6.2.

5.13.6.2 Exigences pour le rapport de validation

Le rapport de validation du CALTS doit comporter un certain nombre de points, chacun d'eux traitant d'un aspect de la validation du CALTS. Chaque point et la justification de son introduction dans le rapport de validation sont décrits ci-dessous. Une liste résumée des points à inclure est donnée dans l'annexe W.

a) Informations générales

Des informations générales telles que l'emplacement du CALTS, le détenteur responsable, etc. doivent être données.

Si la validation de l'emplacement est effectuée par d'autres parties ou d'autres organismes, on doit indiquer ces autres parties ou organismes.

Ce point doit décrire la configuration du CALTS et de ses matériels auxiliaires en utilisant des dessins, des photos, des numéros de type, etc.

Les dates des opérations de validation et la date de publication du rapport de validation doivent également être indiquées. Les noms des personnes responsables de la rédaction et de l'autorisation du rapport de validation, ainsi que leurs signatures doivent apparaître de façon visible sur la page de couverture.

b) Attestation de la période de validité et limitations

Il est indiqué que la validité doit être démontrée avant l'étalonnage des antennes (voir 5.13.2.2a)).

En conséquence, il est important d'indiquer la période de validité prévue du CALTS considéré. Comme le CALTS peut être soit situé à l'intérieur soit situé à l'extérieur, la validité prévue du CALTS peut varier et peut être affectée par différents facteurs tels que les modifications de l'environnement, le vieillissement des câbles, le vieillissement des absorbants. Il est de la responsabilité du détenteur du CALTS d'évaluer et de déclarer la période de validité de la «validation du CALTS».

En relation avec cette évaluation de validité, on doit identifier les points ou les aspects qui peuvent être modifiés au cours de l'usage normal de l'emplacement. Par exemple l'environnement extérieur comprend les arbres, la neige, l'humidité du sol, etc. En général les caractéristiques de stabilité du câblage, des matériels, des antennes, des mâts d'antenne sont importantes. Les conditions d'environnement, le vieillissement des instruments ou des absorbants, la validité de l'étalonnage des matériels peuvent également déterminer la période de validité du CALTS.

Des auxiliaires de mesure rapide ou des procédures d'inspection visuelle peuvent être introduits pour évaluer de façon continue la validité ou la similarité des caractéristiques du CALTS.

Les conditions ou les limites spécifiques liées à l'environnement ou à la configuration doivent être indiquées explicitement.

5.13.6 The validation report

5.13.6.1 Introduction

This standard specifies the requirements, the validation procedure and the compliance criteria for a CALTS. This validation process is finalized by the editing and approval of a so-called "CALTS validation report".

This validation report is a means to trace and guarantee the compliance with the CALTS requirements set in this standard.

Either the CALTS owner or other parties may be responsible for the actual demonstration of the validity of the CALTS.

The CALTS validation report shall comply with the requirements given in 5.13.6.2.

5.13.6.2 Validation report requirements

The CALTS validation report shall address a number of items, each of them dealing with a validation aspect of the CALTS. Each item and the justification for inclusion in the validation report are described below. A summarizing checklist for the items to be addressed is given in annex W.

a) General information

General information such as the CALTS location, responsible owner, etc. shall be given.

If the site validation is carried out by other parties/organizations, then these parties/organizations shall be indicated.

The CALTS configuration shall be described, as well as its ancillary components using drawings, photographs, part numbers, etc.

In addition, the date(s) of the validation actions and the issue date of the validation report shall be given. The names of the responsible persons for the editing and authorization of the validation report shall be visible on a cover page, including their signatures.

b) Assessment of the validity period and limiting conditions

It is stated that the validity shall be demonstrated prior to the calibration of the antennas (see 5.13.2.2 a)).

Therefore, it is important to indicate the period of anticipated validity of the CALTS under consideration. As the CALTS may be either an indoor or outdoor facility, the anticipated validity of the CALTS may differ and may be affected by different factors such as environmental changes, ageing of cables or ageing of the absorber. It is the responsibility of the facility owner to assess and declare the period of validity of the CALTS validation.

In relation to this validity assessment, items or aspects shall be identified which may be subject to change during the course of use of the facility: for example for outdoor ranges the environment, trees, snow, ground humidity, etc. In general, the performance stability of cabling, equipment, antennas and antenna masts is of importance. Also environmental conditions, ageing of instruments or absorber and validity of calibration of equipment may determine the period of validity of the CALTS.

Quick measurement aids or visual inspection procedures may be incorporated to assess continuously the validity/similarity of the CALTS performance.

Specific environmental or configuration conditions or limitations shall be stated explicitly.

c) Description et validation des antennes d'essai

Ce point du rapport de validation traite de la démonstration de conformité aux exigences applicables aux antennes.

Les antennes d'essai (éléments et symétriseurs) doivent être conformes aux spécifications normatives données en 5.13.3.2 et aux valeurs applicables données au tableau 20.

La conformité de chaque point de la spécification normative doit être vérifiée soit par inspection soit par mesure. Les résultats de la vérification de la conformité doivent être disponibles dans une annexe ou dans un document séparé (photos, résultats de mesure, résultats d'étalonnage, déclarations des fournisseurs, etc.).

d) Configuration d'essai

Ce point du rapport de validation traite de la démonstration de conformité de la configuration d'essai. La configuration d'essai doit être conforme aux spécifications normatives données en 5.13.4.2 et aux valeurs applicables données au tableau 20.

La conformité de chaque point de la spécification normative doit être vérifiée soit par inspection soit par mesure. Les résultats de la vérification de la conformité doivent être disponibles dans une annexe ou dans un document séparé.

e) Mesures de validation

On doit décrire dans ce point du rapport de validation les résultats des mesures d'affaiblissement de l'emplacement effectuées suivant la procédure donnée en 5.13.4.4, aux fréquences d'essai et aux hauteurs d'antenne données au tableau 19. De plus, les résultats soit des mesures par balayage en hauteur de l'antenne (5.13.4.5) soit des mesures par balayage en fréquence (5.13.4.6) doivent être donnés dans ce point.

f) Calcul de l'affaiblissement de l'emplacement de l'antenne et tolérances

Ce point du rapport de validation doit indiquer si la longueur de l'antenne est calculée en utilisant les procédures de l'annexe T ou en utilisant d'autres procédures numériques. Les résultats des calculs de l'affaiblissement de l'emplacement et les résultats des calculs de l'incertitude de mesure totale doivent être donnés dans ce point en utilisant des valeurs par défaut ou des valeurs calculées s'il y a divergence par rapport aux tolérances du tableau 20.

g) Calculs des critères de conformité

Dans ce point du rapport de validation, les résultats des valeurs calculées et mesurées de SA, les tolérances et les incertitudes correspondantes sont utilisées dans l'équation (8) pour déterminer la conformité en fonction de la fréquence. De même, on détermine la conformité soit au critère pour la hauteur de l'antenne (équation (9)) soit au critère pour la fréquence (équation (10)).

h) Déclaration finale de conformité

Si l'affaiblissement d'emplacement mesuré est conforme à l'équation (8) à toutes les fréquences et si soit le critère pour le balayage en hauteur de l'antenne soit le critère pour le balayage en fréquence est satisfait, alors le CALTS considéré peut être déclaré conforme aux exigences pour un CALTS, en tenant compte de la période de validité et des limites indiquées liées aux conditions, et à la configuration données au point b).

5.13.7 Validation d'un CALTS en polarisation verticale

A l'étude

5.13.7.1 Introduction

5.13.7.2 Spécification de l'emplacement

5.13.7.3 Procédure de validation

5.13.7.4 Critères de conformité

5.13.7.5 Rapport de validation

c) Test antenna description and validation

This item of the validation report deals with the demonstration of compliance with the antenna requirements.

The test antennas (elements and baluns) shall comply with the normative specifications given in 5.13.3.2. and the applicable values given in table 20.

Each of the normative specification items shall be checked against compliance either by inspection or measurement. The compliance verification results shall be available in an annex or in a separate document (photographs, measurement results, calibration results, supplier statements, etc.).

d) The test set-up

This item of the validation report deals with the evidence on the test set-up. The test set-up shall comply with the normative specifications given in 5.13.4.2 and the applicable values given in table 20.

Each of the normative specifications shall be checked for compliance either by inspection or measurement. The compliance verification results shall be available in an annex or in a separate document.

e) Validation measurements

The results of the site attenuation validation measurements carried out in accordance with the procedure given in 5.13.4.4 and at the test frequencies and antenna heights given in table 19 shall be described in this section of the validation report. In addition, the results of either the antenna height scan measurements (5.13.4.5) or the frequency scan measurements (5.13.4.6) shall be reported in this item.

f) Calculation site antenna attenuation and tolerances

This item in the validation report shall indicate whether the antenna length is calculated using the procedures from annex T or using different numerical procedures. The results of the site attenuation calculations and the results of the total measurement uncertainty calculations shall be presented in this item using default values or calculated values in case of deviations with the tolerances in table 20.

g) Compliance criteria calculations

In this item of the validation report, the results of the calculated and measured values of the SA, and the corresponding allowed tolerances and uncertainties will be used in equation (8) to determine compliance as a function of frequency. Similarly, compliance with either the height criterion (equation (9)) or the frequency-scan criterion (equation (10)) will be determined.

h) Final statement of compliance

Provided the measured site attenuation complies with equation (8) at all frequencies and either the height or the frequency scan criteria conditions are met, then the CALTS under consideration can be declared compliant with the CALTS requirements taking into account the period of validity and the stated limiting conditions and configurations given in item b).

5.13.7 Validation of the CALTS for vertical polarization

Under consideration.

5.13.7.1 Introduction**5.13.7.2 Site specification****5.13.7.3 Validation procedure****5.13.7.4 Compliance criteria****5.13.7.5 Validation report**

Annexe A (normative)

Détermination de la réponse aux impulsions répétées des récepteurs de mesure de quasi-crête et quadratiques (paragraphe 3.2, 4.1.4.2, 4.4.2.2 et 4.4.4.1)

A.1 Généralités

Cette annexe est destinée à rappeler les données du calcul numérique ainsi que la marche à suivre lors de l'établissement de la courbe de réponse aux impulsions répétées, tout en précisant les hypothèses inhérentes à la méthode. Le calcul se subdivise en trois étapes successives.

A.2 Réponse des étages précédant le détecteur

La réponse impulsionnelle de ces étages est pratiquement déterminée par les seuls étages à fréquence intermédiaire qui définissent la sélectivité globale du récepteur.

Il est d'usage courant de considérer que cette sélectivité peut être obtenue par un groupement de deux transformateurs accordés à couplage critique et placés en cascade de manière à réaliser la bande passante à –6 dB désirée. Tout autre schéma équivalent peut être ramené au cas précédent pour le calcul. La symétrie pratique de cette bande passante permet d'utiliser le filtre passe-bas équivalent pour le calcul de l'enveloppe de la réponse impulsionnelle. L'erreur qui résulte de cette approximation est négligeable.

L'enveloppe de la réponse impulsionnelle s'écrit:

$$A(t) = 4 G \omega_0 e^{-\omega_0 t} (\sin \omega_0 t - \omega_0 t \cos \omega_0 t) \quad (\text{A.1a})$$

où

G est le gain global à la fréquence d'accord;

ω_0 est la pulsation de valeur $(\pi/\sqrt{2}) B_6$.

L'enveloppe de la réponse de deux transformateurs accordés à couplage critique à une impulsion d'aire $\nu\tau$ est, d'après l'équation précédente:

$$A(t) = (\nu\tau) 4 G \omega_0 e^{-\omega_0 t} (\sin \omega_0 t - \omega_0 t \cos \omega_0 t) \quad (\text{A.1b})$$

La courbe de sélectivité correspondante du filtre passe-bas équivalent peut être écrite, pour $\tau \ll 1/\omega_0$:

$$F(f) = G \left[(2\omega_0^2) / (\omega_0 + j\omega)^2 + \omega_0^2 \right]^2 \quad (\text{A.2})$$

où $\omega = 2\pi f$.

Les bandes passantes B_3 et B_6 sont:

$$B_3 = \left[\sqrt{2} \times \sqrt[4]{(\sqrt{2} - 1)} \right] \omega_0 / \pi = 0,361 \omega_0 \quad (\text{A.3a})$$

$$B_6 = \sqrt{2} \times \omega_0 / \pi = 0,450 \omega_0 \quad (\text{A.3b})$$

Annex A (normative)

Determination of response to repeated pulses of quasi-peak and r.m.s. measuring receivers

(subclauses 3.2, 4.1.4.2, 4.4.2.2 and 4.4.4.1)

A.1 General

This annex sets out the data for the numerical calculation, and the procedure for establishing the curve of response to repeated pulses. The assumptions inherent in the method are also stated. The calculation is divided into three successive stages.

A.2 Response of the pre-detector stages

The pulse response of these stages is, in general, determined solely by the IF stages that define the overall selectivity of the receiver.

It is common practice to consider that this selectivity can be obtained by an assembly of two critically-coupled tuned transformers arranged in cascade so as to produce the desired pass-band at the –6 dB points. Any other equivalent arrangement can be reduced to the above for purposes of calculation. The practical symmetry of this pass-band permits the use of the equivalent low-pass filter for calculating the envelope of the pulse response. The error resulting from this approximation is negligible.

The envelope of the pulse response is written:

$$A(t) = 4 \omega_0 G e^{-\omega_0 t} (\sin \omega_0 t - \omega_0 t \cos \omega_0 t) \quad (\text{A.1a})$$

where

G is the overall gain at tuned frequency;

ω_0 is the angular frequency of value $(\pi/\sqrt{2}) B_6$.

The envelope of the response of two critically-coupled tuned transformers to an impulse area $\nu\tau$ is, from the previous equation:

$$A(t) = (\nu\tau) 4 \omega_0 G e^{-\omega_0 t} (\sin \omega_0 t - \omega_0 t \cos \omega_0 t) \quad (\text{A.1b})$$

The corresponding selectivity curve of the equivalent low-pass filter may be written, for $\tau \ll 1/\omega_0$:

$$F(f) = G \left[(2\omega_0^2) / (\omega_0 + j\omega)^2 + \omega_0^2 \right]^2 \quad (\text{A.2})$$

where

$$\omega = 2\pi f.$$

The bandwidths B_3 and B_6 will be:

$$B_3 = \left[\sqrt{2} \times \sqrt[4]{(\sqrt{2} - 1)} \right] \omega_0 / \pi = 0,361 \omega_0 \quad (\text{A.3a})$$

$$B_6 = \sqrt{2} \times \omega_0 / \pi = 0,450 \omega_0 \quad (\text{A.3b})$$

La bande passante effective d'un récepteur, comprenant un filtre rectangulaire idéalisé donnant la même valeur efficace de réponse qu'un récepteur réel, est égale à la bande passante quadratique Δf , définie comme:

$$\Delta f = (1/F_0^2) \int_{-\infty}^{+\infty} F^2(f) df \quad (\text{A.4})$$

où

$F(f)$ est la courbe de sélectivité;

F_0 est la valeur maximale de $F(f)$, (supposant une courbe de sélectivité à une seule crête).

La bande passante quadratique pour $F_0 = 1$

$$\Delta f = \int_{-\infty}^{+\infty} F^2(f) df \quad (\text{A.5})$$

En prenant $F(f)$ de l'équation (A.2) et en prenant $G = 1$, nous avons:

$$\Delta f = \int_0^{+\infty} 2 \left[2\omega_0^2 / (\omega_0^2 + j\omega)^2 + \omega_0^2 \right]^4 df \quad (\text{A.6})$$

cela nous conduit à:

$$\Delta f = 0,265 \sqrt{2} \times \omega_0 = 0,375 \omega_0 \quad (\text{A.7})$$

ainsi:

$$B_3 = 0,963 \Delta f \quad (\text{A.8})$$

A.3 Réponse du détecteur du voltmètre de quasi-crête aux signaux en sortie de l'étage précédent

Le calcul est effectué dans l'hypothèse où le raccordement des circuits de détection à la sortie du dernier étage en fréquence intermédiaire n'affecte ni l'amplitude, ni la forme du signal émanant de ce dernier. Autrement dit, l'impédance de sortie de cet étage est considérée comme négligeable vis-à-vis de l'impédance d'entrée du détecteur.

Tout détecteur peut se ramener au schéma (réel ou équivalent) d'un élément non linéaire (diode par exemple) associé à une résistance (résistance directe totale S), et suivi d'un circuit comprenant un condensateur C en parallèle sur une résistance de décharge R .

La constante de temps à la charge électrique T_C est liée au produit SC tandis que la constante de temps à la décharge électrique T_D est fournie par le produit RC .

La relation entre T_C et le produit SC est fixée pour obtenir, en un temps $t = T_C$, une tension détectée de 0,63 fois la valeur en régime permanent lors de l'application brusque d'un signal RF d'amplitude constante.

La tension U aux bornes du condensateur est liée à l'amplitude A du signal RF appliqué au détecteur, par la relation:

$$dU/dt + U/(RC) = A (\sin \theta - \theta \cos \theta) / (\pi \times SC) \quad (\text{A.9})$$

où θ est l'angle de passage de l'onde ($U = A \cos \theta$).

The effective bandwidth of a receiver, comprising an idealized rectangular filter giving the same r.m.s. value of response as an actual receiver, is equal to the power bandwidth Δf defined as:

$$\Delta f = (1/F_0^2) \int_{-\infty}^{+\infty} F^2(f) df \quad (\text{A.4})$$

where

$F(f)$ is the selectivity curve;

F_0 is the maximum value of $F(f)$ (assuming a single peak selectivity curve).

The power bandwidth is then, for $F_0 = 1$

$$\Delta f = \int_{-\infty}^{+\infty} F^2(f) df \quad (\text{A.5})$$

Taking $F(f)$ from equation (A.2) and putting $G = 1$, we have:

$$\Delta f = \int_0^{+\infty} 2 \left[2\omega_0^2 / (\omega_0^2 + \omega^2) \right]^4 d\omega \quad (\text{A.6})$$

this leads to:

$$\Delta f = 0,265 \sqrt{2} \omega_0 = 0,375 \omega_0 \quad (\text{A.7})$$

thus:

$$B_3 = 0,963 \Delta f \quad (\text{A.8})$$

A.3 Response of the quasi-peak voltmeter detector to output of preceding stages

The calculation is made on the assumption that the connection of the detector circuits to the output of the last IF stages does not affect either the amplitude or the shape of the signal therefrom. In other words, the output impedance of this stage is regarded as negligible compared with the input impedance of the detector.

Any detector may be reduced to the form (actual or equivalent) of a non-linear element (for example a diode) in association with a resistance (total forward resistance S) and followed by a circuit consisting of a capacitance C in shunt with a discharge resistance R .

The electrical charge time constant T_C is related to the product SC , while the electrical discharge time constant T_D is given by the product RC .

The relationship between T_C and the product SC will be established by obtaining, in a time $t = T_C$, an indicated voltage of 0.63 times the final steady value when a constant amplitude RF signal is suddenly applied.

The voltage U across the capacitor is related to the amplitude A of the RF signal applied to the detector by the equation:

$$dU/dt + U/(RC) = A (\sin \theta - \theta \cos \theta) / (\pi \times SC) \quad (\text{A.9})$$

where θ is the conduction angle ($U = A \cos \theta$).

Cette équation n'est pas directement intégrable. Par des méthodes de résolution approchée, on recherche une valeur du produit SC qui, pour les constantes de temps choisies, satisfait aux conditions ci-dessus, par exemple:

dans la bande A:	T_C	=	45 ms
	T_D	=	500 ms
	2,81SC	=	1 ms
dans la bande B:	T_C	=	1 ms
	T_D	=	160 ms
	3,95SC	=	1 ms
dans les bandes C et D:	T_C	=	1 ms
	T_D	=	550 ms
	4,07SC	=	1 ms

Portant la valeur ainsi obtenue dans l'équation (A.9), on résout celle-ci (toujours par des méthodes de résolution approchée), en introduisant à la place de l'amplitude constante A, la fonction A(t) fournie par l'équation (A.1) de l'article A.2, soit pour une impulsion isolée, soit pour des impulsions répétées.

Le cas des impulsions répétées ne peut pratiquement se résoudre qu'en fixant arbitrairement certains niveaux de la tension détectée à l'origine de chaque impulsion, en déterminant les accroissements ΔU de cette tension occasionnés par l'impulsion et ensuite en recherchant l'espacement nécessaire entre deux impulsions successives pour retrouver les conditions initiales choisies.

A.3.1 Réponse de l'appareil indicateur au signal issu du détecteur

La seule hypothèse simplificatrice, mais parfaitement légitime, consiste à assimiler les phases de croissance de la tension détectée à des fronts raides.

On est alors amené à résoudre l'équation caractéristique suivante:

$$\frac{d^2\alpha}{dt^2} + \frac{2}{T_M} \frac{d\alpha}{dt} + \frac{1}{T_M^2} \alpha = \frac{1}{T_M^2} \exp\left(\frac{-t}{T_D}\right) \quad (\text{A.10})$$

où

$\alpha(t)$ est la déviation de l'appareil;

T_D est la constante de temps électrique à la décharge du voltmètre de quasi-crête;

T_M est la constante de temps mécanique de l'appareil indicateur réglé à l'amortissement critique.

La solution du problème est relativement simple aux deux extrémités de la courbe de réponse; d'une part pour les impulsions suffisamment espacées pour que le point de départ soit 0 et donc connu, d'autre part pour les fréquences de répétition suffisamment élevées, de telle sorte que l'inertie de l'appareil l'empêche de suivre les fluctuations du signal. Pour les cas intermédiaires, le calcul se complique notablement. Au début de chaque impulsion, la déviation de l'instrument est en cours et il est nécessaire de trouver une solution qui prenne en compte la position initiale et la vitesse.

This equation is not directly integrable. A value for the product SC , which, for the time constants chosen satisfies the above conditions, is found by methods of approximation, for example:

in band A:	T_C	=	45 ms
	T_D	=	500 ms
	$2,81SC$	=	1 ms
in band B:	T_C	=	1 ms
	T_D	=	160 ms
	$3,95SC$	=	1 ms
in bands C and D:	T_C	=	1 ms
	T_D	=	550 ms
	$4,07SC$	=	1 ms

By inserting the value thus obtained in equation (A.9), this may be solved for either an isolated pulse or repeated pulses (again by methods of approximation) by introducing, in place of the constant amplitude A , the function $A(t)$ given by equation (A.1) in clause A.2.

This case of repeated pulses can be solved practically only by arbitrarily assuming a level for the output voltage of the detector at the start of each pulse, by determining the increment ΔU of this voltage caused by the pulse, and then finding the spacing which must exist between two successive pulses in order to repeat the assumed initial conditions.

A.3.1 Response of the indicating instrument to the signal from the detector

The only simplifying, but perfectly legitimate, assumption is that the rising portion of the output voltage of the detector is instantaneous.

The following characteristic equation then has to be solved:

$$\frac{d^2\alpha}{dt^2} + \frac{2}{T_M} \frac{d\alpha}{dt} + \frac{1}{T_M^2} \alpha = \frac{1}{T_M^2} \exp\left(\frac{-t}{T_D}\right) \quad (\text{A.10})$$

where

$\alpha(t)$ is the instrument deflection;

T_D is the electrical discharge time constant of the quasi-peak voltmeter;

T_M is the mechanical time constant of the critically damped indicating instrument.

The solution of the problem is relatively simple for the two extremes of the response curve; on the one hand, for pulses sufficiently separated for the starting point to be zero and thus known, and on the other, for pulses having a sufficiently high repetition rate for the inertia of the instrument to prevent it following the fluctuations faithfully. For the intermediate cases, the calculation becomes more complicated. At the start of each pulse, the instrument deflection is varying and it is necessary to find a solution which takes account of the initial position and velocity.

A.4 Réponse d'un détecteur quadratique à la tension de sortie des étages précédents

Par définition, la tension de sortie du détecteur quadratique est donnée par:

$$U_{\text{eff}} = \left[n \int_0^{+\infty} (A^2(t) / 2) dt \right]^{1/2} \quad (\text{A.11})$$

où n est la fréquence de répétition d'impulsion en hertz.

Elle peut également être déduite de la courbe de réponse en fréquence, soit:

$$U_{\text{eff}} = \left[n \int_{-\infty}^{+\infty} (2 \nu \tau \times F^2(f) / 2) df \right]^{1/2} \quad (\text{A.12})$$

où $\nu \tau$ est l'aire de l'impulsion ayant un spectre de fréquence uniforme.

Cette définition donne:

$$U_{\text{eff}} = \sqrt{2} \times \nu \tau \times \sqrt{n} \left[\int_{-\infty}^{+\infty} F^2(f) df \right]^{1/2} \quad (\text{A.13})$$

Soit, en tenant compte de la relation (A.5):

$$U_{\text{eff}} = \sqrt{2} \times \nu \tau \times \sqrt{n} \sqrt{\Delta f} \quad (\text{A.14})$$

La réponse en amplitude se déduit de la relation (A.14) en prenant:

$$U_{\text{eff}} = 2 \text{ mV pour } n = 100 \text{ Hz}$$

soit:

$$\nu \tau = (100 \sqrt{2}) / \sqrt{\Delta f} \quad (\mu\text{Vs}) \quad (\text{A.15})$$

ou, en tenant compte de la relation (A.8)

$$\nu \tau = 139 / \sqrt{B_3} \quad (\mu\text{Vs}) \quad (\text{A.16})$$

A.4.1 Calcul de la réserve de linéarité

La réserve de linéarité correspondant à une fréquence de répétition de n Hz est calculée comme suit:

En partant de la relation (A.14):

$$U_{\text{eff}} = (\nu \tau) \times (2n \Delta f)^{1/2}$$

et de la relation (A.1), et pour $G = 1$:

$$A(t)_{\text{crête}} = 0,944 \nu \tau \times \omega_0$$

on obtient pour la réserve de linéarité:

$$A(t)_{\text{crête}} / \sqrt{2} \times U_{\text{eff}} = 1,28 (B_3/n)^{1/2} \quad (\text{A.17})$$

A.4 Response of r.m.s. detector to output voltage of preceding stages

By definition, the output voltage of the r.m.s. detector is given by:

$$U_{\text{rms}} = \left[n \int_0^{+\infty} (A^2(t) / 2) dt \right]^{1/2} \quad (\text{A.11})$$

where

n is the pulse repetition frequency in hertz.

The output may also be deduced from the frequency response curve as:

$$U_{\text{rms}} = \left[n \int_{-\infty}^{+\infty} (2 v\tau \times F^2(f) / 2) df \right]^{1/2} \quad (\text{A.12})$$

where

$v\tau$ is the area of pulse having a uniform frequency spectrum.

This gives:

$$U_{\text{rms}} = \sqrt{2} \times v\tau \times \sqrt{n} \left[\int_{-\infty}^{+\infty} F^2(f) df \right]^{1/2} \quad (\text{A.13})$$

Which, from equation (A.5), gives:

$$U_{\text{rms}} = \sqrt{2} \times v\tau \times \sqrt{n} \sqrt{\Delta f} \quad (\text{A.14})$$

From equation (A.14), the amplitude relationship may be deduced by taking:

$$U_{\text{rms}} = 2 \text{ mV, when } n = 100 \text{ Hz}$$

thus:

$$v\tau = (100 \sqrt{2}) / \sqrt{\Delta f} \quad (\mu\text{Vs}) \quad (\text{A.15})$$

or from equation (A.8):

$$v\tau = 139 / \sqrt{B_3} \quad (\mu\text{Vs}) \quad (\text{A.16})$$

A.4.1 Calculation of overload factor

The overload factor corresponding to a pulse repetition frequency of n Hz is calculated as follows:

From equation (A.14):

$$U_{\text{rms}} = (v\tau) \times (2n \Delta f)^{1/2}$$

from equation (A.1), and for $G = 1$:

$$A(t)_{\text{peak}} = 0,944 \times v\tau \times \omega_0$$

thus overload factor:

$$A(t)_{\text{peak}} / \sqrt{2} \times U_{\text{rms}} = 1,28 (B_3/n)^{1/2} \quad (\text{A.17})$$

A.5 Correspondance entre les indications d'un indicateur quadratique et celles d'un indicateur de quasi-crête

La réponse en amplitude de l'indicateur quadratique donnant l'aire de l'impulsion $(v\tau)_{\text{eff}}$ dans le cas de 100 Hz, équivalente à un signal sinusoïdal de 2 mV, est, à partir de la relation (A.16):

$$(v\tau)_{\text{eff}} = 139 / \sqrt{B_3} \quad (\mu\text{Vs})$$

Pour la courbe de sélectivité représentée par la relation (A.2), ce résultat correspond à:

$$(v\tau)_{\text{eff}} = 155 / \sqrt{B_6} \quad (\mu\text{Vs})$$

lorsqu'on se réfère à la bande passante à 6 dB.

Pour le récepteur de quasi-crête, l'aire de l'impulsion $(v\tau)_{\text{qc}}$ équivalente à un signal sinusoïdal de 2 mV est la suivante:

pour la gamme de fréquences de 0,15 MHz à 30 MHz:

$$(v\tau)_{\text{qc}} = 0,316 \mu\text{Vs}$$

pour la gamme de fréquences de 30 MHz à 1 000 MHz:

$$(v\tau)_{\text{qc}} = 0,044 \mu\text{Vs}$$

En conséquence, pour un appareil de mesure ayant une courbe de sélectivité conforme à la relation (A.2), et une bande passante à 6 dB égale à la bande passante nominale prescrite par l'article 4, on trouve pour le rapport $(v\tau)_{\text{eff}}/(v\tau)_{\text{qc}}$ les valeurs suivantes:

pour la gamme de fréquences de 0,15 MHz à 30 MHz:

$$(v\tau)_{\text{eff}}/(v\tau)_{\text{qc}} = 14,3 \text{ dB}$$

pour la gamme de fréquences de 30 MHz à 1 000 MHz:

$$(v\tau)_{\text{eff}}/(v\tau)_{\text{qc}} = 20,1 \text{ dB}$$

Ces correspondances sont valables pour une fréquence de répétition de 100 Hz. A d'autres fréquences, il faut tenir compte des courbes de réponse aux impulsions.

A.5 Relationship between indication of r.m.s. meter and quasi-peak meter

The amplitude relationship for the r.m.s. meter which states the value of pulse $(v\tau)_{rms}$ for the case of 100 Hz, which is equivalent to a sine-wave signal of 2 mV is, from equation (A.16):

$$(v\tau)_{rms} = 139 / \sqrt{B_3} \quad (\mu Vs)$$

For the selectivity characteristic quoted in equation (A.2), this corresponds to:

$$(v\tau)_{rms} = 155 / \sqrt{B_6} \quad (\mu Vs)$$

when reference is made to the bandwidth at 6 dB.

For the quasi-peak receiver, the value of pulse $(v\tau)_{qp}$ which is equivalent to a sine-wave signal of 2 mV is as follows:

for the frequency range 0,15 MHz to 30 MHz:

$$(v\tau)_{qp} = 0,316 \mu Vs$$

for the frequency range 30 MHz to 1 000 MHz:

$$(v\tau)_{qp} = 0,044 \mu Vs$$

Thus for measuring receivers having band-pass characteristics according to equation (A.2) and a bandwidth at 6 dB equal to the nominal bandwidths prescribed in clause 4, the following relationships for $(v\tau)_{rms}/(v\tau)_{qp}$ exist:

for the frequency range 0,15 MHz to 30 MHz:

$$(v\tau)_{rms}/(v\tau)_{qp} = 14,3 \text{ dB}$$

for the frequency range 30 MHz to 1 000 MHz:

$$(v\tau)_{rms}/(v\tau)_{qp} = 20,1 \text{ dB}$$

These relationships are valid for a pulse repetition frequency of 100 Hz. At other repetition frequencies, it is necessary to use the corresponding pulse response curves.

Annexe B (normative)

Détermination du spectre d'un générateur d'impulsions (paragraphes 4.1.4, 4.2.4, 4.3.4, 4.4.4)

B.1 Générateur d'impulsions

Pour vérifier la conformité aux exigences de la section 1 de la présente norme, un générateur d'impulsions est nécessaire. La conformité aux exigences de 4.1.4, 4.1.6, 4.2.4, 4.3.4 et 4.4.4 peut être contrôlée par la technique du générateur d'impulsions.

Pour chaque bande de fréquences du récepteur de mesure en essai, le générateur utilisé doit être capable de produire des impulsions de l'aire spécifiée dans la gamme de fréquences de répétition donnée au tableau B.1. L'aire d'impulsion doit être connue à $\pm 0,5$ dB près et la fréquence de répétition à 1 % près.

Tableau B.1 – Caractéristiques du générateur d'impulsions

Bande de fréquences du récepteur en essai	Aire de l'impulsion $\mu V s$	Fréquence de répétition Hz
0,09 à 0,15 MHz	13,5	1, 2, 5, 10, 25, 60, 100
0,15 à 30 MHz	0,316	1, 2, 10, 20, 100, 1 000
30 à 300 MHz	0,044	1, 2, 10, 20, 100, 1 000
300 à 1 000 MHz	(voir note)	1, 2, 10, 20, 100, 1 000
NOTE Le générateur doit pouvoir produire des impulsions d'aire adéquate avec un spectre uniforme jusqu'à 1 000 MHz si possible.		

B.1.1 Spectre des impulsions générées

Le spectre est défini par une courbe qui représente, en fonction de la fréquence d'accord du récepteur en essai, la loi de variation de la tension équivalente à l'entrée d'un appareil de mesure ayant une bande passante constante.

Il convient que le spectre soit pratiquement constant jusqu'à la limite supérieure de la bande de fréquence du récepteur en essai. Le spectre peut être considéré suffisamment uniforme si, dans la bande, la variation d'amplitude du spectre n'est pas supérieure à 2 dB par rapport à sa valeur aux fréquences les plus basses de la bande. L'aire d'impulsion à la fréquence de mesure doit être connue à $\pm 0,5$ dB près.

Pour vérifier la conformité aux exigences de 4.1.6, le spectre au-delà de la limite supérieure de la bande de fréquences doit être limité (10 dB d'affaiblissement à deux fois la fréquence supérieure). Cela est nécessaire pour normaliser la sévérité de l'essai du fait que les produits d'intermodulation de toutes les composantes du spectre contribuent à la réponse.

Annex B (normative)

Determination of pulse generator spectrum (subclauses 4.1.4, 4.2.4, 4.3.4, 4.4.4)

B.1 Pulse generator

For checking compliance with the requirements of section 1 of this standard, a pulse generator is needed. Compliance with the requirements of 4.1.4, 4.1.6, 4.2.4, 4.3.4 and 4.4.4 may be tested using the pulse generator technique.

For each frequency band of the measuring receiver under test, the generator used shall be capable of producing pulses with the impulse area specified and over the range of repetition frequencies given in table B.1. The impulse area should be known within $\pm 0,5$ dB and the repetition frequency to within about 1 %.

Table B.1 – Pulse generator characteristics

Frequency band of receiver under test	Impulse area μVs	Repetition frequency Hz
0,09 to 0,15 MHz	13,5	1, 2, 5, 10, 25, 60, 100
0,15 to 30 MHz	0,316	1, 2, 10, 20, 100, 1 000
30 to 300 MHz	0,044	1, 2, 10, 20, 100, 1 000
300 to 1 000 MHz	(see note)	1, 2, 10, 20, 100, 1 000
NOTE The generator should be capable of producing pulses of adequate impulse area with as uniform a spectrum up to 1 000 MHz as possible.		

B.1.1 The spectrum of the generated pulses

The spectrum is defined by a curve that represents as a function of the tuned frequency of the receiver under test, the law of variation of the equivalent voltage at the input of a measuring apparatus having a constant bandwidth.

The spectrum should be substantially constant up to the upper limit of the frequency band of the receiver under test. The spectrum may be regarded as satisfactorily uniform if, within this band, the variation of the spectrum amplitude is not greater than 2 dB relative to its value for the lower frequencies within the band. The impulse area at the measurement frequency shall be known to within $\pm 0,5$ dB.

For checking compliance with the requirements of 4.1.6, the spectrum above the upper limit of the frequency band shall be limited (10 dB down at twice the upper frequency). This is necessary to standardize the severity of the test since the inter-modulation products of all components of the spectrum will contribute to the response.

B.2 Méthode de mesure générale

Les méthodes de détermination précise de la valeur absolue de l'amplitude du spectre des impulsions sont données à l'annexe C.

Pour la mesure de la variation de l'amplitude du spectre en fonction de la fréquence, la méthode suivante peut être utilisée.

Le générateur d'impulsions est connecté à l'entrée d'un récepteur RF, suivi d'un oscilloscope connecté de façon à visualiser l'impulsion RF à la sortie du récepteur.

A chaque fréquence d'accord du récepteur, on mesure les valeurs suivantes:

- a) la bande passante B_6 en Hz, du récepteur aux points -6 dB,
- b) la valeur efficace E_0 de la sortie d'un générateur de signal standard ayant la même impédance que le générateur d'impulsions et accordé sur la fréquence centrale du récepteur et produisant sur l'oscilloscope une déviation égale en amplitude à la crête des impulsions RF.

L'amplitude relative du spectre à chaque fréquence est:

$$S_{\tau}(f) = E_0/B_6$$

La mesure est répétée à diverses fréquences d'essai de la bande considérée.

Le spectre du générateur d'impulsions est donné par la courbe liant $S_{\tau}(f)$ à la fréquence de mesure.

Le récepteur utilisé doit être linéaire pour les niveaux de crête des signaux utilisés.

La suppression des réponses parasites, en particulier la fréquence conjuguée et les réponses à la fréquence intermédiaire, doit être d'au moins 40 dB.

Les mesures peuvent être effectuées avec un récepteur conforme à la présente spécification, en utilisant l'indicateur de quasi-crête à la place de l'oscilloscope, à condition que la fréquence de répétition des impulsions soit maintenue constante pendant toute la série de mesures.

B.2 General method of measurement

Methods for the accurate determination of the absolute value of the spectrum amplitude of pulses are given in annex C.

For measurement of the variation of the spectrum amplitude with frequency, the following method may be used.

The pulse generator is connected to the input of an RF receiver followed by an oscilloscope connected so as to indicate the RF pulse at the output of the receiver.

At each frequency of tuning of the receiver, the following are measured:

- a) the bandwidth, B_6 Hz, of the receiver at the –6 dB points,
- b) the r.m.s. value, E_0 , of the output from a standard signal generator having the same impedance as the pulse generator and tuned to the mid-band of the receiver and producing on the oscilloscope a deflection equal in amplitude to the peak of the RF pulses.

The relative spectrum amplitude at each frequency is taken to be:

$$S_{\tau}(f) = E_0/B_6$$

The measurement is repeated for various test frequencies in the band under consideration.

The spectrum of the pulse generator is given by the curve relating $S_{\tau}(f)$ to the measurement frequency.

The receiver used should be linear for the peak levels of the signals used.

The suppression of parasitic responses, in particular the image frequency and IF responses, should be at least 40 dB.

The measurements may be made with a receiver conforming to the present specification, using the quasi-peak indicator in place of the oscilloscope, provided that the repetition frequency of the pulses is kept constant throughout the series of measurements.

Annexe C (normative)

Mesures précises à la sortie des générateurs d'impulsions de l'ordre de la nanoseconde

(paragraphe 4.1.4, 4.2.4, 4.3.4, 4.4.4)

C.1 Mesure de l'aire de l'impulsion (IS)

C.1.1 Généralités

Les recherches théoriques et pratiques ont montré que, lorsqu'elles sont appliquées avec un soin raisonnable, les méthodes de mesure précises comprennent les méthodes citées de C.1.2 à C.1.5.

C.1.2 Méthode des aires

Les impulsions à mesurer sont introduites à l'entrée d'un filtre à bande étroite dont la bande passante est centrée sur la fréquence f , ayant une caractéristique d'amplitude symétrique et une caractéristique de phase asymétrique; on peut utiliser un amplificateur associé au filtre pourvu qu'il travaille dans une partie linéaire de sa caractéristique.

La surface totale incluse dans l'enveloppe $A(t, f)$ du signal à la sortie du filtre de bande (compte tenu du signe de ses différentes parties) est mesurée de façon à évaluer l'intégrale de l'équation.

$$2(IS) = S(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} A(t, f) dt$$

où

$S(f)$ est l'intensité spectrale

$A(t, f)$ est la grandeur de l'enveloppe due à une impulsion isolée (exprimée en valeur de la tension sinusoïdale équivalente à l'entrée).

Pour appliquer cette formule, on utilise l'amplificateur à fréquence intermédiaire d'un récepteur pour fréquences basses ou un récepteur de mesure des perturbations conjointement avec une série de convertisseurs de fréquence pour parcourir le spectre de l'impulsion. La sortie du dernier amplificateur en fréquence intermédiaire attaque directement un oscilloscope pour la mesure de la surface.

En variante à cette méthode, on peut noter que, pour des impulsions dont la durée est notablement inférieure à la période correspondant à la fréquence f , l'aire de l'impulsion peut être mesurée directement comme aire intégrée au moyen d'un oscilloscope adapté (par exemple, pour des impulsions de l'ordre de la nanoseconde, un oscilloscope à échantillonnage), cette aire peut être mesurée directement en tenant compte du signe des différentes parties qui la composent.

C.1.3 Méthode de la ligne de transmission

Une ligne de transmission de longueur correspondant à un temps de propagation τ , et chargée sous une tension V_0 est déchargée dans une résistance égale à l'impédance caractéristique de cette ligne. On considère ici comme ligne de transmission aussi bien la ligne réelle que le tronçon de ligne chargée incorporé dans le commutateur. On a trouvé que l'intensité spectrale $S(f)$ a pour valeur $2V_0\tau$ dans la région des fréquences basses du spectre de l'impulsion résultante où l'amplitude est constante à toutes les fréquences; cette amplitude est en outre indépendante de certaines impédances parasites entre la ligne et sa résistance de charge (inductance ou résistance) ou de la durée non nulle de la commutation.

Annex C (normative)

Accurate measurements of the output of nanosecond pulse generators (subclauses 4.1.4, 4.2.4, 4.3.4, 4.4.4)

C.1 Measurement of impulse area (IS)

C.1.1 General

Theoretical and practical investigations have shown that, when applied with reasonable care, accurate methods of measurement include those given in C.1.2 to C.1.5.

C.1.2 Area method

The pulses to be measured are fed through a narrow band filter whose passband is centred at frequency f having a symmetrical amplitude characteristic, and an asymmetrical phase characteristic (in conjunction with a filter, an amplifier may be used provided it is operated in its linear range).

The total area under the envelope $A(t, f)$ of the output from the band-pass filter (taking into account the sign of different parts of it) is measured, so as to evaluate the integral in the equation.

$$2(IS) = S(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} A(t, f) dt$$

where $S(f)$ is the spectral intensity and $A(t, f)$ is the magnitude of the envelope due to a single isolated pulse (expressed in terms of equivalent input sine-wave voltage).

In applying this equation, the intermediate-frequency amplifier of a low-frequency receiver or a disturbance measuring receiver is used together with a series of frequency converters to tune across the spectrum of the pulse. The output of the final intermediate-frequency amplifier is taken directly to an oscilloscope for the area measurement.

In a variation of this method for pulses of duration much shorter than the period of the frequency (f), the impulse area can be measured directly as an integrated area by means of a suitable oscilloscope (for example, for nanosecond pulses, a sampling oscilloscope is required), the integration taking into account the sign of different parts of the area.

C.1.3 Standard transmission line method

A transmission line of length corresponding to a propagation time τ and charged to a voltage V_0 is discharged into a load resistance equal to the characteristic impedance of the line. The transmission line is considered to consist of the actual line as well as the charged section of the line contained in the switch housing. It has been found that spectral intensity, $S(f)$, has the value $2V_0\tau$ in the low-frequency portion of the spectrum of the resulting pulse in which the amplitude is constant with frequency, this amplitude being independent of the existence of certain stray impedances between the line and the load resistor (e.g. inductance or resistance) or of finite switching time.

C.1.4 Mesure des harmoniques

Cette méthode peut être utilisée pour des générateurs d'impulsions produisant des impulsions avec une fréquence de répétition suffisamment élevée et stable.

Lorsque la fréquence de répétition F est supérieure à la bande passante du récepteur de mesure, ce dernier peut alors sélectionner une seule raie du spectre des impulsions. Dans ce cas, l'aire de l'impulsion peut être déterminée comme suit:

$$IS = V_K / 2F = V \sqrt{2} / 2F$$

où $V_K = V \sqrt{2}$ est la valeur de crête de l'harmonique de rang k .

Le générateur d'impulsions peut ensuite être utilisé pour étalonner la caractéristique de réponse aux impulsions d'un récepteur de mesure dans lequel la bande passante est suffisamment large pour englober de nombreux harmoniques (approximativement 10 ou davantage dans la bande à 6 dB).

C.1.5 Méthode énergétique

Dans une autre méthode on compare la puissance produite par une source thermique (résistance) à celle produite par le générateur d'impulsions. Toutefois, la précision obtenue par cette méthode est quelque peu inférieure à celle des trois méthodes mentionnées ci-dessus. Cette méthode peut être utilisable aux fréquences de l'ordre de 1 000 MHz.

C.2 Spectre du générateur d'impulsions

C.2.1 Pour déterminer la conformité aux 4.1.4.1, 4.2.4, 4.3.4.1 et 4.4.4.1, l'aire de l'impulsion doit être connue avec une erreur ne dépassant pas $\pm 0,5$ dB.

C.2.2 La fréquence de répétition des impulsions doit être connue avec une erreur ne dépassant pas 1 %.

C.2.3 Pour déterminer la conformité aux 4.1.4.2, 4.2.4, 4.3.4.2 et 4.4.4.2, l'aire de l'impulsion ne doit pas dépendre de la fréquence de répétition.

C.2.4 Pour déterminer la conformité aux 4.1.4, 4.2.4, 4.3.4 et 4.4.4, le spectre de fréquence du générateur doit être uniforme dans toute la bande passante du récepteur de mesure. Cette exigence est considérée comme satisfaite dans les cas suivants:

- si la variation du spectre est sensiblement linéaire en fonction de la fréquence dans toute la bande passante du récepteur et si les irrégularités de ce spectre ne dépassent pas 0,5 dB dans la bande du récepteur mesurée à -6 dB;
- si le spectre décroît régulièrement des deux côtés de la fréquence d'accord du récepteur, et si la largeur du spectre à -6 dB est au moins cinq fois plus grande que la bande passante du récepteur à ce niveau.

Dans les deux cas, on admet que l'aire d'impulsion est égale à sa valeur à la fréquence d'accord.

C.1.4 Harmonic measurement

This method may be used for pulse generators producing a sequence of pulses with sufficiently high and stable repetition frequency.

When the pulse repetition frequency F exceeds the values of the bandwidth of the measuring receiver, the latter may select one line from the pulse spectrum. In this case, the impulse area may be determined as follows:

$$IS = V_k / 2F = V \sqrt{2} / 2F$$

where $V_k = V \sqrt{2}$ is the peak value of the k -th harmonic.

The pulse generator may then be used to calibrate the pulse response characteristics of a measuring receiver in which the bandwidth is sufficiently wide to accept many harmonic components (approximately 10 or more within the 6 dB bandwidth).

C.1.5 Energy method

Another method compares the power produced by a thermal source (resistor) with that produced by the pulse generator. However, the accuracy obtained with this method is somewhat less than with the three methods mentioned above. This method may be useful at frequencies of the order of 1 000 MHz.

C.2 Pulse generator spectrum

C.2.1 To determine compliance with 4.1.4.1, 4.2.4, 4.3.4.1 and 4.4.4.1, the impulse area shall be known with an error not greater than $\pm 0,5$ dB.

C.2.2 The pulse repetition frequency shall be known with an error not greater than 1 %.

C.2.3 For determining compliance with 4.1.4.2, 4.2.4, 4.3.4.2 and 4.4.4.2 the impulse area shall not depend on their repetition frequency.

C.2.4 For determining compliance with 4.1.4, 4.2.4, 4.3.4 and 4.4.4 the generator frequency spectrum should be uniform over the pass-band of the measuring receiver. This requirement is considered to be fulfilled in the following cases:

- a) if variation of the frequency spectrum is substantially linear with respect to frequency within the frequency passband of the receiver, and the spectrum irregularity does not exceed 0,5 dB within the receiver passband measured at the -6 dB points;
- b) if the frequency spectrum is smoothly tapered on both sides from the tuning frequency of the receiver, and if the spectrum width at the -6 dB points is at least five times greater than the receiver passband at that level.

In both cases, the impulse area is assumed to be equal to its value at the tuning frequency.

Annexe D (normative)

Influence des caractéristiques du récepteur de mesure de quasi-crête sur sa réponse aux impulsions (paragraphe 4.1.4.2)

Le niveau de la courbe de réponse aux impulsions pour des fréquences de répétition élevées dépend essentiellement de la valeur de la bande passante. D'autre part, aux fréquences de répétition basses, les constantes de temps jouent un rôle plus important. Aucune tolérance n'a été précisée pour ces constantes de temps, mais, pour information, une valeur de 20 % est considérée raisonnable.

C'est également aux très basses fréquences de répétition que les effets du manque de réserve de linéarité peuvent être les plus visibles. Les valeurs requises pour la réserve de linéarité sont les valeurs nécessaires à une mesure précise d'une impulsion isolée en utilisant la bande passante et les constantes de temps prescrites.

L'examen de la courbe de réponse aux impulsions aux deux extrémités de la gamme de l'instrument de mesure permet de vérifier l'absence de comportements non linéaires éventuels du détecteur. Les fréquences de répétition les plus critiques à cet égard sont le plus probablement aux alentours de 20 Hz à 100 Hz.

Annex D (normative)

Influence of the quasi-peak measuring receiver characteristics on its pulse response (subclause 4.1.4.2)

The level of the pulse response curve for high repetition frequencies depends essentially on the magnitude of the bandwidth. On the other hand, for low repetition frequencies, the time constants play the more important role. No tolerance has been stated for these time constants, but it is suggested for guidance that a value of 20 % is considered reasonable.

It is also at very low repetition frequencies that the effect of lack of overload factors will be most noticeable. The values required for the overload factors are those necessary for the accurate measurement of an isolated pulse using the bandwidth and the time constants prescribed.

Examination of the pulse response-curve at the two ends of the range of the indicating instrument provides a check on possible non-linear behaviour of the detector. The most critical repetition frequencies in this respect will most probably be in the neighbourhood of 20 Hz to 100 Hz.

Annexe E (normative)

Réponse des détecteurs de valeurs moyennes et de crête (paragraphe 4.3.2.1)

E.1 Réponse des étages précédant le détecteur

Il a été établi* que l'aire de la courbe enveloppe de la réponse aux impulsions d'un circuit, ayant une courbe de sélectivité symétrique et une faible bande passante, est indépendante de la bande passante et donnée par:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} A(t) dt = 2 \nu \tau G_0$$

où ν et τ sont respectivement l'amplitude et la durée d'une impulsion rectangulaire telle que $B_{imp} \tau \ll 1$, et G_0 le gain du circuit pour la fréquence centrale.

Ce théorème n'est valable que dans le cas où l'enveloppe ne comporte aucune oscillation. Les oscillations de l'enveloppe sont caractéristiques d'un système de deux circuits accordés couplés et, à moins d'utiliser un détecteur sensible à la phase, il peut être nécessaire de compenser par un étalonnage l'erreur introduite par les oscillations de la réponse. Dans le cas du couplage critique, la seconde crête de l'enveloppe est de l'ordre de 8,3 % de la première.

NOTE La réponse des étages précédant le détecteur, comme définie en A.2 est de nature oscillatoire. En conséquence, il convient de compenser l'erreur d'étalonnage introduite par la réponse oscillatoire par la valeur de la tolérance non centrée de +2,5 dB / -0,5 dB de 4.3.4.1.

Dans la limite où les impulsions ne se chevauchent pas à la sortie de l'amplificateur en fréquence intermédiaire, la valeur moyenne est proportionnelle à la fréquence de répétition, n .

En conséquence, la tension moyenne a pour valeur: $2\nu\tau G_0 n$.

Du fait de l'équation (1), il apparaît sans intérêt de définir une bande passante effective dans le cas d'un détecteur de valeur moyenne.

E.2 Réserve de linéarité

Pour le calcul de la réserve de linéarité et pour son emploi avec les récepteurs de mesure de crête, on est conduit à définir la quantité suivante, appelée bande passante effective en impulsions des circuits précédant le détecteur:

$$B_{imp} = A(t)_{max} / 2G_0$$

où $A(t)_{max}$ est la crête de l'enveloppe du signal à la sortie des étages à fréquence intermédiaire lorsqu'on applique à l'entrée une impulsion unité.

En tenant compte du raisonnement qui a conduit à la relation (A.17) (annexe A), on a:

$$B_{imp} = (0,944/2) \omega_0 = 1,05 B_6 \text{ ou } 1,31 B_3$$

où B_6 et B_3 sont définis en 3.2.

* «Response of ideal ratio noise meter to continuous sine-wave, recurrent impulses, and random noise» par David B. Geselowitz, IRE Trans. RFI, Vol. RFI-3, N° 1, pp 2-11, mai 1961. Voir aussi: «Impulse excitation of a cascade of series tuned circuits» par S. Sabaroff, Proc. IRE, Vol. 32, pp 758-760, Décembre 1944.

Annex E (normative)

Response of average and peak measuring receivers (subclause 4.3.2.1)

E.1 Response of pre-detector stages

It has been shown* that the area under the envelope of the impulse response curve of a narrowband circuit having a symmetrical frequency characteristic is independent of the bandwidth, and is given by:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} A(t) dt = 2 v \tau G_0$$

where v and τ are the amplitude and duration of a rectangular pulse for which $B_{\text{imp}} \tau \ll 1$ and G_0 is the gain of the circuit at the centre frequency.

This theorem is valid only in the case of a non-oscillating envelope. The oscillatory envelope is characteristic of double-tuned circuits, and unless a phase sensitive detector is used, it may be necessary to compensate by calibration the error introduced by the oscillatory response. In the case of critical coupling, the second peak of the envelope is about 8,3 % of the first one.

NOTE The response of the pre-detector stages as defined in clause A.2 is oscillatory. Therefore, the calibration error introduced by the oscillatory response shall be compensated with a biased tolerance of +2,5 dB/–0,5 dB in 4.3.4.1.

As long as pulses do not overlap in the output of the IF amplifier, the average value is proportional to the pulse repetition rate, n .

Therefore, the average voltage is equal to $2v\tau G_0 n$.

In view of equation (1), it is not considered meaningful to define an effective bandwidth for an average measuring receiver.

E.2 Overload factor

For calculation of overload factor and for use in connection with peak measuring receivers, it is useful to define a quantity known as the effective impulse bandwidth of the pre-detector circuit as follows:

$$B_{\text{imp}} = A(t)_{\text{max}} / 2G_0$$

where

$A(t)_{\text{max}}$ is the peak envelope output of the intermediate-frequency stages with a unit impulse applied.

From the work leading to equation (A.17) (annex A), we have:

$$B_{\text{imp}} = (0,944/2) \omega_0 = 1,05 B_6 \text{ or } 1,31 B_3$$

where B_6 and B_3 are defined in 3.2.

* "Response of ideal radio noise meter to continuous sine-wave, recurrent impulses, and random noise" by David B. Geselowitz, IRE Transactions, RFI, Vol. RFI-3, no. 1, pp 2-11, May, 1961. See also, "Impulse excitation of a cascade of series tuned circuits" by S. Sabaroff, Proc. IRE, Vol. 32, pp 758-760, December 1944.

Dans le cas de circuits accordés d'autres types, on peut estimer la valeur du rapport de B_{imp} à B_6 à l'aide de la figure 21, à condition de connaître le rapport de B_{20} à B_3 où B_{20} est la largeur de bande à 20 dB.

E.3 Correspondance entre les indications d'un récepteur de mesure de valeur moyenne et d'un récepteur de mesure quasi-crête

Dans le cas d'un récepteur de mesure de valeur moyenne, pour une fréquence de répétition de n Hz, l'aire de l'impulsion nécessaire pour obtenir une réponse égale à la réponse à un signal sinusoïdal non modulé, à la fréquence d'accord et de valeur efficace 2 mV, produit par un générateur de même impédance de sortie que le générateur d'impulsions, a pour expression:

$$v\tau = 1,4/n \text{ (mVs)}$$

Pour une fréquence de répétition de 100 Hz, cette relation conduit à 14 μ Vs.

En conséquence, à partir de l'article A.5, le rapport de $(v\tau)_{moy}$ à $(v\tau)_{qc}$ produisant la même déviation de l'indicateur de sortie, a les valeurs suivantes:

pour la gamme de fréquences de 0,15 MHz à 30 MHz:

$$(v\tau)_{moy}/(v\tau)_{qc} = 32,9 \text{ dB}$$

pour la gamme de fréquences de 30 MHz à 1 000 MHz:

$$(v\tau)_{moy}/(v\tau)_{qc} = 50,1 \text{ dB}$$

Ces résultats supposent une réserve de linéarité appropriée à la fréquence de répétition utilisée et que les bandes passantes utilisées correspondent à celles de l'article 4. A la fréquence de répétition de 1 000 Hz, les rapports correspondants sont respectivement 17,4 dB et 38,1 dB.

E.4 Récepteur de mesure de crête

Lorsqu'on utilise un indicateur à lecture directe dans le récepteur, les exigences relatives aux constantes de temps peuvent être déterminées à l'aide de la courbe de la figure 22; celle-ci exprime le rapport (en %) de la lecture à la valeur de la crête en fonction d'un paramètre qui tient compte du rapport des constantes de temps, de la bande passante B_6 et de la fréquence de répétition des impulsions. Pour utiliser cette courbe, il convient de noter la relation:

$$R_C/R_D = (1/4) (T_C/T_D)$$

où T_C et T_D représentent respectivement les constantes de temps à la charge et à la décharge.

Par exemple, si l'on veut obtenir une lecture à mieux que 90 % de la crête réelle, avec une fréquence de répétition de 1 Hz, il est nécessaire d'avoir un rapport des constantes de temps à la charge et à la décharge de:

$1,25 \times 10^6$ dans la gamme de fréquences de 0,15 MHz à 30 MHz,

$1,67 \times 10^7$ dans la gamme de fréquences de 30 MHz à 1 000 MHz.

For other types of tuned circuits, the ratio of B_{imp} to B_6 may be estimated from figure 21 if the ratio of B_{20} to B_3 is known, where B_{20} is the bandwidth at 20 dB.

E.3 Relationship between indication of an average and a quasi-peak measuring receiver

At a repetition rate of n Hz, the value of impulse area required to produce a response on an average measuring receiver equivalent to the response to an unmodulated sine-wave signal at the tuned frequency of r.m.s. value 2 mV from a signal generator having the same output impedance as the pulse generator is:

$$v\tau = 1,4/n \text{ (mVs)}$$

At a repetition rate of 100 Hz, this is 14 μ Vs.

Therefore, from clause A.5 of annex A, the ratio of $(v\tau)_{\text{ave}}$ to $(v\tau)_{\text{qp}}$ to produce the same indication will be:

for the frequency range 0,15 MHz to 30 MHz:

$$(v\tau)_{\text{ave}}/(v\tau)_{\text{qp}} = 32,9 \text{ dB}$$

for the frequency range 30 MHz to 1 000 MHz:

$$(v\tau)_{\text{ave}}/(v\tau)_{\text{qp}} = 50,1 \text{ dB}$$

The above assumes adequate overload factor at the repetition rate in question, and that the bandwidths in use correspond respectively to those in clause 4. At a repetition rate of 1 000 Hz, the corresponding ratios will be 17,4 dB and 38,1 dB.

E.4 Peak measuring receivers

Where a direct-reading meter is used in the receiver, the requirement for time constants can be determined from the curve in figure 22, which shows the percentage of the reading referred to the true peak in function of a parameter and which includes the time constants ratio, the bandwidth B_6 and the pulse repetition rate. In using this curve, it should be noted that:

$$R_C/R_D = (1/4) (T_C/T_D)$$

where T_C and T_D are respectively the charge and discharge time constants.

For example, if it is desired to have the receiver read at least 90 % of true peak at a repetition rate of 1 Hz, it would be necessary to have a discharge-time constant to charge time constant ratio of:

$1,25 \times 10^6$ in the frequency range 0,15 MHz to 30 MHz;

$1,67 \times 10^7$ in the frequency range 30 MHz to 1 000 MHz.

E.5 Correspondance entre les indications d'un récepteur de mesure de crête et d'un récepteur de mesure de quasi-crête

La valeur de l'aire de l'impulsion, IS , nécessaire pour obtenir une réponse du récepteur de mesure de crête équivalente à la réponse à un signal sinusoïdal non modulé, à la fréquence d'accord et de valeur efficace 2 mV est:

$$1,4/B_{\text{imp}} \text{ (mVs)} \text{ (} B_{\text{imp}} \text{ est exprimé en Hz)}$$

Pour les bandes passantes à 6 dB spécifiées dans le tableau 1 (en 4.1.2), les valeurs de B_{imp} obtenues sont égales à $1,05B_6$ (article E.2). Ces valeurs et les valeurs de l'aire de l'impulsion nécessaire pour un mesureur de crête sont:

Fréquence	IS crête (mVs)	B_{imp} (Hz)
Bande A	$6,67 \times 10^{-3}$	$0,21 \times 10^3$
Bande B	$0,148 \times 10^{-3}$	$9,45 \times 10^3$
Bandes C et D	$0,011 \times 10^{-3}$	126×10^3

En conséquence, en utilisant les valeurs données en a) du tableau 2 (en 4.1.4.1) pour IS quasi-crête, le rapport entre IS quasi-crête et IS crête produisant la même indication est la suivante:

Pour la bande A	6,1 dB (à une fréquence de répétition de 25 Hz).
Pour la bande B	6,6 dB (à une fréquence de répétition de 100 Hz)
Pour les bandes C et D	12,0 dB (à une fréquence de répétition de 1 000 Hz)

E.5 Relationship between indication of a peak and a quasi-peak measuring receiver

The value of impulse area, IS , required to produce a response on a peak measuring receiver equivalent to the response to an unmodulated sine-wave signal at the tuned frequency of r.m.s. value 2 mV is:

$$1,4/B_{\text{imp}} \text{ (mVs)} \quad (B_{\text{imp}} \text{ in Hz})$$

From the 6 dB bandwidths specified in table 1 (4.1.2), the B_{imp} values are obtained as $1,05B_6$ (clause E.2). These values and the corresponding IS values required for a peak meter will be:

<i>Frequency</i>	<i>IS peak (mVs)</i>	<i>B_{imp} (Hz)</i>
Band A	$6,67 \times 10^{-3}$	$0,21 \times 10^3$
Band B	$0,148 \times 10^{-3}$	$9,45 \times 10^3$
Bands C and D	$0,011 \times 10^{-3}$	126×10^3

Therefore, using the values given as a) in table 2 (in 4.1.4.1) for IS quasi-peak, the ratio of IS quasi-peak to IS peak to produce the same indication will be:

For Band A 6,1 dB (at 25 Hz pulse repetition frequency)

For Band B 6,6 dB (at 100 Hz pulse repetition frequency)

For Bands C and D 12,0 dB (at 1 000 Hz pulse repetition frequency)

Annexe F (normative)

Réseaux fictifs (paragraphe 5.1)

Cette annexe fournit les renseignements et données concernant les réseaux fictifs utilisés lors de la mesure de tension RF dans la gamme de 9 kHz à 100 MHz et capables de supporter une intensité pouvant atteindre 500 A. Ces réseaux peuvent être des réseaux en V permettant la mesure de tension entre chaque conducteur d'alimentation et la terre de référence, et des réseaux en delta pour les mesures de tension entre les conducteurs d'alimentation (symétrique) et entre le point commun des conducteurs d'alimentation et la terre de référence (asymétrique).

F.1 Généralités

Le circuit d'un réseau fictif doit en premier lieu fournir l'impédance demandée sur toute la gamme de fréquences utile. Il doit assurer un découplage suffisant vis-à-vis des signaux parasites du réseau d'alimentation (il convient généralement que le niveau de ces signaux parasites soit au moins de 10 dB inférieur au niveau mesuré par le récepteur de mesure). Ce circuit doit également empêcher que la tension d'alimentation soit appliquée au récepteur de mesure. Pour chacun des conducteurs de la ligne d'alimentation (2 fils en monophasé et 4 fils en triphasé), il convient de disposer d'un interrupteur permettant de relier le récepteur de mesure au conducteur de la ligne d'alimentation faisant l'objet de la mesure et de charger à la valeur correcte les autres conducteurs de cette même ligne. Les circuits décrits dans les articles ci-dessous sont équipés d'un tel dispositif. Ces circuits sont donnés pour le cas d'une alimentation monophasée bifilaire. L'extension au cas d'une alimentation triphasée à 4 fils s'effectue simplement.

F.2 Exemple du réseau fictif en V $50 \Omega/50 \mu\text{H} + 5 \Omega$

Ce circuit est représenté par la figure 23, avec les valeurs des composants donnés au tableau F.1. L1, C1, R1, R4 et R5 définissent son impédance; L2, C2 et R2 assurent la protection contre les signaux parasites de l'alimentation et contre les variations d'impédance de celle-ci; C3 découple le récepteur de mesure de la tension d'alimentation. Ce circuit peut être conçu pour des courants dont l'intensité maximale peut atteindre 100 A.

Tableau F.1 – Valeurs des composants du réseau $50 \Omega/50 \mu\text{H} + 5 \Omega$

Composant	Valeur
R1	5 Ω
R2	10 Ω
R3	1 000 Ω
R4	50 Ω
R5	50 Ω (impédance d'entrée du récepteur de mesure)
C1	8 μF
C2	4 μF
C3	0,25 μF
L1	50 μH
L2	250 μH

Annex F (normative)

Artificial mains networks (subclause 5.1)

This annex sets forth information and data concerning artificial mains networks used in the measurement of radio-frequency (RF) voltages over the frequency range 9 kHz to 100 MHz and having current carrying capabilities of up to 500 A. Included are V-networks for voltage measurements between each conductor of the supply mains and reference earth, and delta-networks for voltage measurements between conductors of the supply mains (symmetrical) and between the mid-point of the conductors of the supply mains and reference earth (asymmetrical).

F.1 General

An artificial mains network circuit has to provide firstly the specified impedance over the working frequency range. It has to provide sufficient isolation to spurious signals in the mains supply (the spurious signals generally should be at least 10 dB below the measurement level at the measuring receiver). Also it has to prevent the mains voltage from being applied to the measuring receiver. It should have these provisions for each conductor of the mains (two-wire in single-phase and four-wire in three-phase), a switch to connect the measuring receiver to the mains conductor under measurement and to provide the correct termination to the other mains conductors. The circuits given in the following have these facilities. They are given for the case of two-wire single-phase mains. The extension to four-wire three-phase use is simply done.

F.2 An example of the 50 Ω /50 μ H + 5 Ω artificial mains V-network

Figure 23 shows a suitable circuit with the component values listed in table F.1. L1, C1, R1, R4 and R5 define the impedance; L2, C2 and R2 provide the isolation to spurious mains signals and mains impedance variations, and C3 decouples the measuring receiver from mains voltage. It may be constructed for use with currents up to 100 A.

Table F.1 – Component values of 50 Ω /50 μ H + 5 Ω network

Component	Value
R1	5 Ω
R2	10 Ω
R3	1 000 Ω
R4	50 Ω
R5	50 Ω (input impedance the measuring receiver)
C1	8 μ F
C2	4 μ F
C3	0,25 μ F
L1	50 μ H
L2	250 μ H

Aux fréquences les plus faibles de la gamme de 9 kHz à 150 kHz, l'impédance du condensateur de 0,25 μF , C3, n'est pas négligeable. Il est donc nécessaire, sauf indication contraire, d'effectuer une correction pour tenir compte de cette impédance.

C1 et C2 ayant des capacités élevées, il convient, pour des raisons de sécurité, soit de mettre correctement à la terre de référence le boîtier du réseau, soit d'utiliser un transformateur d'isolement.

Il convient que l'inductance L2 ait un coefficient de surtension au moins égal à 10 dans la gamme de fréquences de 9 kHz et 150 kHz. En pratique il est avantageux d'utiliser des inductances couplées en série-opposition dans la branche phase et la branche neutre (inductance à noyau commun).

L'article F.7 décrit une construction appropriée pour l'inductance L1. Il est possible que des difficultés se présentent lors de la construction de L2 dans le cas d'appareils exigeant des courants supérieurs à 25 A. Dans ce cas, la partie de découplage composée de L2, C2 et R2 peut être omise. Cela a pour effet, aux fréquences inférieures à 150 kHz, de faire sortir éventuellement l'impédance du réseau de la plage de tolérance indiquée en 11.2, et le découplage vis-à-vis du bruit de l'alimentation peut alors s'avérer insuffisant.

Ce circuit peut également satisfaire aux exigences applicables aux réseaux fictifs en V de 50 Ω /50 μH , spécifié en 5.1.3.

F.3 Exemple de réseau fictif en V 50 Ω /50 μH

La figure 24 représente le circuit constitué à l'aide des composants dont les valeurs figurent dans le tableau F.2. L1, C1, R2, R3 et R4 définissent son impédance. A la différence de l'exemple précédent, il n'y a pas de circuit de découplage car ce réseau satisfait aux exigences en matière d'impédance. Cependant, en cas de bruit ambiant élevé sur l'alimentation, il est nécessaire de prévoir un filtre pour réduire le niveau du signal parasite. Ce réseau peut être conçu pour des courants dont l'intensité maximale peut atteindre 100 A.

Tableau F.2 – Valeurs des composants du réseau 50 Ω /50 μH

Composant	Valeur
R1	1 000 Ω
R2	50 Ω
R3	0 Ω
R4	50 Ω (impédance d'entrée du récepteur de mesure)
R5	0 Ω
C1	1 μF
C2	0,1 μF
L1	50 μH

C1 ayant une capacité élevée, il convient, pour des raisons de sécurité, soit de mettre correctement à la terre de référence le boîtier du réseau, soit d'utiliser un transformateur d'isolement.

L'article F.7 décrit une construction appropriée pour l'inductance L1.

At the lowest frequencies of the range 9 kHz to 150 kHz, the 0,25 μF capacitance of C3 does not have a negligible impedance. Unless otherwise specified, it will be necessary to make a correction for this impedance.

Since C1 and C2 have high capacitances, for safety reasons the network case should either be solidly bonded to reference earth or a mains isolating transformer should be used.

The inductance L2 should have a Q-factor not less than 10 over the 9 kHz to 150 kHz frequency range. In practice, it is advantageous to use inductors coupled in series opposition in the live and neutral lines (common-core choke).

Clause F.7 describes a suitable construction for the inductor L1. For equipment requiring currents greater than 25 A, difficulties may be encountered in the construction of L2. In this case the isolating section L2, C2 and R2 may be omitted. The effects will be that the impedance of the network at frequencies below 150 kHz may be outside the tolerance specified in 11.2, and the isolation of mains noise may not be sufficient.

This circuit may also satisfy the requirements of the 50 Ω /50 μH artificial mains V-network specified in 5.1.3.

F.3 An example of the 50 Ω /50 μH artificial mains V-network

Figure 24 shows the circuit with the components values as listed in the table F.2. L1, C1, R2, R3 and R4 define the impedance. Unlike the previous example, there is no isolating section since the circuit is able to meet the impedance specification. However, in cases of high ambient mains noise a filter is required to reduce the spurious signal level. This network may be constructed for use with currents up to 100 A.

Table F.2 – Component values of 50 Ω /50 μH network

Component	Value
R1	1 000 Ω
R2	50 Ω
R3	0 Ω
R4	50 Ω (input impedance of the measuring receiver)
R5	0 Ω
C1	1 μF
C2	0,1 μF
L1	50 μH

Since C1 has a high capacitance, for safety reasons the network case shall either be solidly bonded to reference earth or a mains isolating transformer shall be used.

Clause F.7 describes a suitable construction for the inductor L1.

F.4 Exemples de réseau fictif en V 50 Ω /5 μ H + 1 Ω

Le circuit de la figure 24, réalisé avec les composants dont les valeurs figurent dans le tableau F.3 est adapté à des fréquences comprises entre 150 kHz et 30 MHz et des courants jusqu'à 400 A.

Tableau F.3 – Valeurs des composants du réseau 50 Ω /5 μ H + 1 Ω

Composant	Valeur
R1	1 000 Ω
R2	50 Ω
R3	0 Ω
R4	50 Ω (impédance d'entrée du récepteur de mesure)
R5	1 Ω
C1	2 μ F valeur minimale
C2	0,1 μ F
L1	5 μ H

La figure 25 représente un autre circuit réalisable avec les valeurs des composants. Il est adapté à des fréquences comprises entre 150 kHz et 100 MHz et à des courants pouvant atteindre 500 A.

F.5 Exemple de réseau fictif en V 150 Ω

La figure 24 représente ce circuit. Les valeurs de ses composants sont données au tableau F.4.

Tableau F.4 – Valeurs des composants du réseau fictif en V 150 Ω

Composant	Valeur
R1	1 000 Ω
R2	150 Ω
R3	100 Ω
R4	50 Ω (impédance d'entrée du récepteur de mesure)
R5	0 Ω
C1	1 μ F
C2	0,1 μ F
L1	valeur permettant d'obtenir l'impédance spécifiée

F.4 Examples of the 50 Ω /5 μ H + 1 Ω artificial mains V-network

The circuit of figure 24 with the component values given in the table F.3 is suitable for frequencies 150 kHz to 30 MHz, and currents up to 400 A.

Table F.3 – Component values of 50 Ω /5 μ H + 1 Ω network

Component	Value
R1	1 000 Ω
R2	50 Ω
R3	0 Ω
R4	50 Ω (input impedance of the measuring receiver)
R5	1 Ω
C1	2 μ F (minimum)
C2	0,1 μ F
L1	5 μ H

An alternative circuit with component values is shown in figure 25. It is suitable for the frequency range 150 kHz to 100 MHz, and for currents up to 500 A.

F.5 An example of the 150 Ω artificial mains V-network

Figure 24 shows a suitable circuit. The component values are given in table F.4.

Table F.4 – Component values of the 150 Ω V-network

Component	Value
R1	1 000 Ω
R2	150 Ω
R3	100 Ω
R4	50 Ω (input impedance of the measuring receiver)
R5	0 Ω
C1	1 μ F
C2	0,1 μ F
L1	suitable value to achieve the specified impedance

F.6 Exemple de réseau fictif en delta 150 Ω

La figure 26 représente un circuit approprié. Les valeurs des composants sont données au tableau F.5.

Tableau F.5 – Valeurs des composants du réseau en delta 150 Ω

Composant	Valeur
R1, R2	118,7 (120) Ω
R3, R5	152,9 (150) Ω
R4	390,7 (390) Ω
R6, R7	275,7 (270) Ω
R8, R9	22,8 (22) Ω
R10, R11	107,8 (110) Ω
R12	50 Ω
C1, C2	0,1 μ F
L, C	valeur permettant d'obtenir l'impédance spécifiée
NOTE 1 On prend comme hypothèse que le rapport du nombre de tours du transformateur symétrique/asymétrique est de 2,5, avec prise médiane.	
NOTE 2 Les valeurs des résistances figurant entre parenthèses sont les valeurs préférentielles les plus proches (tolérance ± 5 %).	

Les calculs effectués permettent d'obtenir les performances suivantes du réseau. Les valeurs figurant entre parenthèses sont celles qui découlent de l'utilisation de résistances dont les valeurs figurent entre parenthèses.

Affaiblissement:	Symétrique	20 (20) dB
	Asymétrique	20 (19,9) dB
Impédance du réseau:	Symétrique	150 (150) Ω
	Asymétrique	150 (148) Ω

F.7 Exemple de conception d'un réseau fictif avec une inductance de 50 μ H

F.7.1 L'inductance

Le bobinage en solénoïde de l'inductance représenté à la figure 27, se compose de 35 tours, disposés en une seule couche, de fil de cuivre de 6 mm de diamètre, enroulé avec un pas de 8 mm sur un noyau isolant. Son inductance est supérieure à 50 μ H en dehors du boîtier métallique et de 50 μ H à l'intérieur du boîtier métallique.

Le diamètre de l'inductance est de 130 mm. Pour améliorer la stabilité électrodynamique du bobinage, une rainure en spirale de 3 mm de profondeur est taillée dans le noyau de mise en forme et le fil est disposé au fond de cette rainure.

La stabilité à haute fréquence de cette inductance est améliorée par répartition du bobinage. Chaque partie est composée de 4 tours. Une partie sur deux est mise en parallèle avec une résistance de 430 Ω . Cela permet de supprimer les résonances internes existant dans l'inductance, qui dans le cas contraire, pourraient faire dévier l'impédance d'entrée de la valeur spécifiée, à certaines fréquences.

F.6 Example of the 150 Ω artificial mains delta-network

Figure 26 shows a suitable circuit. The component values are given in table F.5.

Table F.5 – Component values of the 150 Ω delta-network

Component	Value
R1, R2	118,7 (120) Ω
R3, R5	152,9 (150) Ω
R4	390,7 (390) Ω
R6, R7	275,7 (270) Ω
R8, R9	22,8 (22) Ω
R10, R11	107,8 (110) Ω
R12	50 Ω
C1, C2	0,1 μ F
L, C	suitable value to achieve the specified impedance
NOTE 1 The turns ratio of the balanced to unbalanced transformer is assumed to be 1:2,5 with center tap.	
NOTE 2 Resistance values shown in brackets are the nearest preferred values (± 5 % tolerance).	

Calculations give the following network performance. Values in brackets are based on the resistance values in brackets.

Attenuation:	Symmetrical	20 (20) dB
	Asymmetrical	20 (19,9) dB
Network impedance:	Symmetrical	150 (150) Ω
	Asymmetrical	150 (148) Ω

F.7 An example of a design for an artificial mains network with a 50 μ H inductor

F.7.1 The inductor

The solenoidal winding of the inductor shown in figure 27 consists of 35 turns of a single layer of 6 mm diameter copper wire with an 8 mm pitch wound on a coil former of an insulating material. Its inductance is greater than 50 μ H outside the metal case and 50 μ H inside the metal case.

The diameter of the inductor is 130 mm. In order to improve the electrodynamic stability of the winding, a 3 mm deep spiral groove is made in the coil former, and the wire is laid in this groove.

The higher frequency characteristics of the inductor are improved by sectionalizing the winding. Alternate sections, each of 4 turns, are each shunted by a 430 Ω resistor. These act to suppress internal resonances in the inductor, which otherwise would cause the input impedance to deviate from the specified value at certain frequencies.

F.7.2 Boîtier de l'inductance

L'inductance et les autres composants du réseau sont montés sur un cadre métallique qui est ensuite fermé à l'aide de capots métalliques. Les capots inférieurs et latéraux sont perforés afin de faciliter la dissipation thermique. Les dimensions du boîtier sont de $360 \times 300 \times 180$ mm. La figure 28 en représente une vue générale.

NOTE Il est recommandé de situer aussi près que possible d'un coin de l'extrémité du boîtier les bornes du côté charge, de telle façon qu'il soit possible d'interconnecter plusieurs de ces réseaux à l'aide de fils courts entre ces bornes et la prise à utiliser pour la connexion de l'appareil en essai.

F.7.3 Découplage de l'inductance

La figure 29 représente l'affaiblissement subi par les signaux présents dans l'alimentation lorsque l'inductance est utilisée dans le circuit de la figure 23 sans la section de découplage L2, C2 et R2. L'affaiblissement est défini comme étant celui qui existe entre la borne d'alimentation et la borne de sortie de perturbation pour le branchement à l'appareil de mesure. Dans le cas de la courbe 1, l'impédance interne du générateur de signal sur la borne alimentation présente un caractère résistif et une valeur de 50Ω . Dans le cas de la courbe 2, l'impédance interne du générateur est modifiée en fonction de la valeur nominale du module de l'impédance d'entrée du réseau fictif, tel qu'indiqué dans la figure 29.

F.8 Mesure du facteur de division en tension du réseau fictif en V

Le facteur de division en tension peut être déterminé à l'aide d'un montage d'essai donné aux figures F.1a et F.1b pour chaque configuration d'essai d'un réseau en V. Il doit être mesuré sur chaque ligne avec chaque connexion interne (par exemple avec des configurations de commutation manuelles ou à distance) à l'aide d'un analyseur de réseau ou à l'aide d'un générateur de signaux et un récepteur de mesure ou un voltmètre RF avec une sonde de haute impédance (capacité faible). Toutes les lignes de l'accès de l'appareil en essai qui ne sont pas reliées à l'accès RF doivent être terminées par 50Ω .

Dans la mesure où l'accès de l'appareil en essai présente une impédance d'entrée dépendant de la fréquence, il est nécessaire que l'analyseur de réseau soit normalisé en utilisant le niveau de tension mesuré à l'accès de l'appareil en essai.

Si un générateur de signaux et un voltmètre RF avec une sonde à haute impédance sont utilisés, l'accès de l'appareil en essai est alimenté par un pont de 50Ω et l'accès RF est terminé par une charge de 50Ω pendant que l'on détermine le facteur de division en tension par deux mesures successives sur les accès de l'appareil en essai et RF.

La construction de l'adaptateur utilisé à l'accès pour l'appareil en essai est critique pour l'étalonnage. Il faut que les connexions fournissent une faible impédance et que le connecteur en T soit placé aussi près que possible des bornes de l'appareil en essai et des masses. Les atténuateurs de 10 dB sont utilisés pour fournir des impédances de source et de charge exactes de 50Ω pour des mesures précises.

Chaque ligne de l'accès au secteur doit être terminée par 50Ω par rapport au châssis.

Pour un réseau en V de 150Ω , il faut prendre en compte la division de tension entre l'accès appareil en essai et l'accès récepteur de mesure, c'est-à-dire $150 \Omega / 50 \Omega$.

F.7.2 The case of the inductor

The inductor and the other components of the network are mounted on a metal frame which is then closed by metal lids. The bottom and side lids are perforated in order to improve the heat dissipation. The dimensions of the case are $360 \times 300 \times 180$ mm. Figure 28 shows a general view.

NOTE It is recommended that the load-end terminals of the network be located as near as possible to a corner of that end of the case, so that two or more networks may be assembled with short leads from these terminals to the socket to be used for attachment of the equipment under test.

F.7.3 Isolation of the inductor

Figure 29 shows the attenuation to signals on the mains supply when the inductor is used in the circuit of figure 23 but without the isolation section L2, C2, and R2. The attenuation is determined as that between the supply mains terminal and the radio disturbance measuring apparatus terminal. In the case of curve 1, the internal impedance of the signal generator at the mains terminal is 50Ω resistive. In curve 2, the internal impedance of the generator is varied in accordance with the nominal value of the magnitude of input impedance of the artificial mains network as given in figure 29.

F.8 Measurement of the voltage division factor of an artificial mains V-network

The voltage division factor may be determined using a test set-up as given by figures F.1a and F.1b for each test configuration of a V-network. It shall be measured on each line with each internal connection (e.g. with manual or remote switching configurations) using a network analyzer or using a signal generator and a measuring receiver or an RF-voltmeter with a high impedance (low capacitance) probe. All lines of the EUT port which are not connected to the RF port shall be terminated with 50Ω .

Since the EUT port presents a frequency dependant input impedance, the network analyzer needs to be normalized, using the measured voltage level at the EUT port.

If a signal generator and an RF-voltmeter with a high-impedance probe are used, the EUT port is fed via a 50Ω pad and the RF port is terminated with a 50Ω load while determining the voltage division factor by two subsequent measurements on the EUT and RF ports.

The construction of the adaptor used at the EUT port is critical for the calibration. The connections must provide low impedance and the T-connector must be placed as close as possible to the EUT port and earth terminals. The 10 dB pads are used to provide exact 50Ω source and load impedances for accurate measurements.

Each line of the mains port shall be terminated with 50Ω relative to the chassis.

For a 150Ω V-network the voltage division between the EUT port and the measuring receiver port, i.e. $150 \Omega / 50 \Omega$, must be taken into consideration.

Annexe G (normative)

Procédure de validation de l'emplacement d'essai en espace libre pour la gamme de fréquences de 30 MHz à 1 000 MHz (paragraphe 5.6)

G.1 Généralités

Le paragraphe 5.6.6 contient les exigences générales et les procédures pour la détermination de la validation de l'emplacement par mesures d'affaiblissement normalisé de l'emplacement (ANE). La présente annexe donne les procédures détaillées à appliquer pour les mesures d'ANE.

G.2 Méthode de la fréquence discrète

G.2.1 Installation de mesure

On doit se référer aux figures 16 et 17 pour les détails d'installation d'essai spécifiques. Le générateur de signaux est branché à l'antenne d'émission par une longueur de ligne de transmission appropriée. L'antenne d'émission est placée à l'emplacement désiré. La hauteur de l'antenne d'émission est réglée à h_1 (voir tableaux G.1, G.2 et G.3 pour les valeurs de h_1) et on choisit la polarisation désirée. Si l'on utilise un doublet accordable, sa longueur est réglée pour la fréquence requise.

L'antenne de réception est montée sur un mât permettant le balayage de toute la hauteur de h_{2min} à h_{2max} , placé à une distance R de l'antenne d'émission et elle est connectée à un récepteur de mesure ou un analyseur de spectre par l'intermédiaire d'une longueur appropriée de câble. On choisit la même polarisation que pour l'antenne d'émission et, si un doublet accordable est utilisé, l'antenne est réglée à la fréquence requise. La distance de 25 cm par rapport au sol est maintenue pour les doublets accordés orientés verticalement (voir tableau G.3).

Pour toutes les mesures d'ANE à l'aide de doublets accordables, on suppose que ces antennes sont accordées sur chaque fréquence, y compris les fréquences comprises entre 30 MHz et 80 MHz.

G.2.2 Procédure de mesure

Il convient de procéder comme suit pour chaque fréquence indiquée aux tableaux G.1, G.2 et G.3. On effectue d'abord les mesures sur les antennes alignées horizontalement, puis sur les antennes alignées verticalement, la hauteur de l'antenne d'émission étant réglée à h_1 .

- 1) Régler le niveau de sortie du générateur de signaux pour obtenir un affichage de la tension reçue largement au-dessus du bruit ambiant et du bruit du récepteur de mesure ou de l'analyseur de spectre.
- 2) Déplacer l'antenne de réception sur le mât sur la plage de balayage en hauteur h_2 comme indiqué dans les tableaux G.1, G.2 et G.3, selon le cas.
- 3) Noter le niveau maximal du signal. Cette valeur est $V_{EMPLACEMENT}$ dans l'équation (1), en 5.6.6.1.
- 4) Déconnecter les câbles d'émission et de réception de leurs antennes. Connecter ces câbles directement au moyen d'un adaptateur.

Annex G (normative)

Validation procedure of the open area test site for the frequency range of 30 MHz to 1 000 MHz (subclause 5.6)

G.1 General

Subclause 5.6.6 contains the general requirements and procedures for determining site validation using normalized site attenuation measurements. This annex provides step-by-step procedures to perform the NSA measurements.

G.2 Discrete frequency method

G.2.1 Measurement set-up

Refer to figures 16 and 17 for specific test set-up details. The signal generator is connected to the transmit antenna with an appropriate length of transmission line. The transmit antenna is placed in the desired location. The transmit antenna height is set to h_1 (see tables G.1, G.2 and G.3 for the values of h_1) and the desired polarization is selected. If a tunable dipole is used, the length is adjusted for the required frequency.

The receive antenna is mounted on a mast which allows scanning over the height range h_{2min} to h_{2max} , placed at a distance R from the transmit antenna, and connected to the measuring receiver or spectrum analyzer via a suitable length of cable. The same polarization as that for the transmit antenna is selected and, if a tunable dipole is used, the antenna is adjusted to the required frequency. The 25 cm ground clearance is maintained for vertically oriented tuned dipoles (see table G.3).

For all NSA measurements using tunable dipoles, it is assumed that these antennas are tuned to each frequency, including those between 30 MHz and 80 MHz.

G.2.2 Measurement procedure

The following steps should be used for each frequency indicated in tables G.1, G.2, and G.3. The measurements are first made for antennas horizontally aligned and then for antennas vertically aligned with the transmit antenna height set at h_1 .

- 1) Adjust the output level of the signal generator to give a received voltage display well above ambient and measuring receiver or spectrum analyzer noise.
- 2) Raise the receiving antenna on the mast through scan h_2 as indicated in tables G.1, G.2 and G.3, as appropriate.
- 3) Record the maximum signal level. This value is V_{SITE} in equation (1), in 5.6.6.1.
- 4) Disconnect the transmit and receive cables from their antennas. Directly connect these cables with a straight through adapter.

- 5) Noter le niveau du signal, câbles d'émission et de réception connectés. Cette valeur est V_{DIRECT} dans l'équation (1), en 5.6.6.1.
- 6) A chaque fréquence et pour chaque polarisation, introduire les valeurs des étapes 3 et 5 dans l'équation (1), en 5.6.6.1.
- 7) Introduire les facteurs d'antenne d'émission et de réception à la fréquence de mesure, comme indiqué dans l'équation (1).
- 8) Introduire le facteur de correction d'impédance mutuelle ΔAF_{TOT} du tableau G.4, qui s'applique uniquement à la géométrie spécifique de la polarisation horizontale, avec des doublets accordables séparés de 3 m. $\Delta AF_{\text{TOT}} = 0$ pour toutes les autres géométries.
- 9) Résoudre l'équation (1) pour A_N qui est l'ANE pour la fréquence de mesure et la polarisation utilisées.
- 10) Soustraire la valeur de l'étape 9 de l'ANE approprié figurant, dans les tableaux G.1, G.2 ou G.3, selon le cas.
- 11) Si les résultats de l'étape 10 sont inférieurs à ± 4 dB, l'emplacement est considéré comme étant validé à cette fréquence et cette polarisation.
- 12) Répéter les étapes 1 à 11 pour la combinaison de fréquence et de polarisation suivante.

G.3 Méthode par balayage de fréquence

G.3.1 Installation de mesure

L'installation est similaire à celle du G.2.1, sauf que seules des antennes à large bande sont utilisées. Aucune restriction du mouvement des antennes à polarisation verticale n'est nécessaire en raison de la taille physique réduite de telles antennes à large bande.

G.3.2 Procédure de mesure

Il convient d'appliquer la procédure suivante en utilisant des appareils de mesure automatiques dotés d'une capacité de maintien de crête (maintien de la valeur maximale), d'une capacité de mémorisation, et d'un générateur de poursuite. Dans cette méthode, la hauteur de l'antenne de réception h_2 et la fréquence sont balayées sur toutes les gammes de fréquences requises. Les gammes de fréquences sont en général déterminées par le type d'antenne à large bande utilisée. La vitesse de balayage en fréquence doit être beaucoup plus élevée que la vitesse de balayage en hauteur de l'antenne. Régler la hauteur de l'antenne d'émission à h_1 .

- 1) Régler le niveau de sortie du générateur de poursuite pour donner un affichage de la tension reçue largement supérieur au bruit ambiant et au bruit du récepteur de balayage ou de l'analyseur de spectre.
- 2) Déplacer l'antenne de réception sur le mât jusqu'à la hauteur maximale de la plage de balayage, comme indiqué dans le tableau G.1.
- 3) Régler l'analyseur de spectre pour balayer la gamme de fréquences désirée. S'assurer que l'analyseur de spectre est réglé de telle façon qu'un signal similaire, d'amplitude supérieure de 60 dB puisse être affiché sur la même échelle d'amplitude. Cela permet l'enregistrement des niveaux de l'étape 5.
- 4) Abaisser lentement l'antenne de réception jusqu'à la hauteur minimale de la plage de balayage comme indiquée dans les tableaux correspondant à la géométrie appropriée à l'emplacement. Mémoriser ou enregistrer l'affichage de la tension maximale reçue V_R en dB(μ V). (Il convient que le temps de descente de l'antenne soit très supérieur au temps de balayage de l'analyseur de spectre.)
- 5) Débrancher les câbles d'émission et de réception, et les raccorder directement au moyen d'un raccord adaptateur. Mémoriser ou enregistrer l'affichage de la tension résultante.

- 5) Record the signal level with the transmit and receive cables connected. This value is V_{DIRECT} in equation (1), in 5.6.6.1.
- 6) At each frequency and for each polarization, enter the values in steps 3 and 5 in equation (1), in 5.6.6.1.
- 7) Insert the transmit and receive antenna factors at the measurement frequency as shown in equation (1).
- 8) Insert the mutual impedance correction factor ΔAF_{TOT} from table G.4 which applies only for the specific geometry of horizontal polarization using tunable dipoles separated by 3 m. $\Delta AF_{\text{TOT}} = 0$ for all other geometries.
- 9) Solve equation (1) for A_N which is the NSA for the measurement frequency and polarization used.
- 10) Subtract the value in step 9 from the appropriate NSA contained in tables G.1, G.2 and G.3, as appropriate.
- 11) If the results in step 10 are less than ± 4 dB, the site is considered validated at that frequency and polarization.
- 12) Repeat steps 1 through 11 for the next frequency and polarization combination.

G.3 Swept frequency method

G.3.1 Measurement set-up

The set-up is similar to that contained in G.2.1 except that only broadband antennas are used. No restrictions in vertical polarization antenna movement is necessary due to the physically small size of such broadband antennas.

G.3.2 Measurement procedure

The following steps should be made using automatic measuring equipment having a peak hold (max. hold), storage capability, and tracking generator. In this method, both receive antenna height h_2 and frequency are scanned or swept over the required frequency ranges. The frequency ranges are usually determined by the type of broadband antenna used. The frequency sweep speed shall be much greater than the antenna height scan rate. Set the transmit antenna height to h_1 .

- 1) Adjust the output level of the tracking generator to give a received voltage display well above ambient scanning receiver or spectrum analyzer noise.
- 2) Raise the receiving antenna on the mast to the maximum height of the scan range as indicated in the appropriate table G.1.
- 3) Set the spectrum analyzer to sweep the desired frequency range. Ensure that the spectrum analyzer is adjusted so that a similar signal up to 60 dB higher can be displayed on the same amplitude scale. This will accommodate the levels to be recorded in step 5.
- 4) Slowly lower the receiving antenna to the minimum height of the scan range as indicated in the tables for the appropriate site geometry. Store or record the maximum received voltage display V_R in dB(μ V). (The time it takes to lower the antenna should be much longer than the spectrum analyzer sweep time.)
- 5) Disconnect the transmit and receive cables and connect them directly with a straight through adapter. Store or record the resulting voltage display.

- 6) A chaque fréquence, soustraire la tension mesurée à l'étape 4 de la tension mesurée à l'étape 5. Soustraire également les facteurs d'antenne des antennes d'émission et de réception AF_T (dB/m) et AF_R (dB/m), respectivement. (Les facteurs d'antenne en fonction continue de la fréquence peuvent être obtenus par simple interpolation linéaire d'un ensemble de valeurs discrètes de facteurs d'antenne). Le résultat est l'ANE mesuré sur la gamme de fréquences utilisées, qu'il convient de tracer. Tracer également l'ANE théorique pour un emplacement idéal donné au tableau G.1.
- 7) Les différences trouvées entre l'ANE théorique et l'ANE mesuré doivent satisfaire le critère de ± 4 dB.

NOTE Pour les deux méthodes de mesure de l'ANE, une désadaptation d'impédance à la sortie de la source du signal ou à l'entrée du récepteur de mesure ou de l'analyseur de spectre peut entraîner des réflexions génératrices d'erreurs. Il convient de l'éviter en utilisant des affaiblisseurs d'équilibrage de 10 dB à la sortie de chaque câble d'antenne d'émission et de réception. Ces affaiblisseurs doivent rester connectés aux câbles pendant toute la mesure de l'ANE.

G.4 Causes possibles de dépassement des limites d'acceptabilité de l'emplacement

Si l'écart dépasse le critère de ± 4 dB, effectuer les vérifications suivantes.

Contrôler d'abord l'étalonnage du système de mesure. Si le générateur de signaux et les instruments de mesure ne dérivent pas pendant les mesures, les facteurs d'antenne sont d'abord à mettre en cause. Les antennes peuvent également être défectueuses. Si ces facteurs sont conformes, répéter la mesure. Si les différences sont toujours supérieures à ± 4 dB, l'emplacement et la zone environnante sont à mettre en cause. L'affaiblissement vertical de l'emplacement est en général celui qui est le plus sensible aux anomalies de l'emplacement. Si c'est le cas, utiliser cette mesure comme base de recherche des causes du problème. Les problèmes peuvent provenir d'une construction et d'une taille incorrectes du plan de sol, d'objets réfléchissants trop rapprochés, (barrières, constructions, pylônes d'éclairage, etc.), de performances dégradées des enceintes de protection contre les intempéries dues à des techniques de construction et de maintenance non appropriées, et à des effets à long terme, tels que la pénétration de résidus polluants conducteurs transportés par l'air.

G.5 Etalonnage de l'antenne

Les facteurs d'antenne des antennes à large bande utilisées pour effectuer des mesures d'affaiblissement de l'emplacement doivent pouvoir être ramenés à une norme nationale*. Les facteurs d'antenne communiqués par le fabricant peuvent ne pas être suffisamment précis pour permettre d'obtenir un accord correct entre les affaiblissements normalisés d'emplacement mesurés et calculés. Les facteurs d'antenne prennent généralement en compte les pertes dues au symétriseur. Si un symétriseur séparé est utilisé, ses effets doivent être pris en compte. L'expérience a montré que les variations des facteurs d'antenne en fonction de la géométrie et de la polarisation sont en général négligeables pour les types d'antenne à large bande habituellement utilisées pour les mesures de compatibilité électromagnétique en-dessous de 1 GHz (par exemple antennes biconiques, doublets épais et log périodiques) à condition que l'antenne d'émission soit à au moins 1 m au-dessus du plan de sol. Si l'on croit être en présence de variations de facteur d'antenne, du fait de l'utilisation d'antennes ou de géométries de mesure inhabituelles, ou en raison d'effets tels que couplage mutuel ou dispersion par les lignes de transmission dans le cas des antennes à polarisation verticale, spécialement à la distance de mesure de 3 m, il convient de mesurer d'abord les facteurs d'antenne en utilisant ces géométries.

Normalement l'affaiblissement de l'emplacement est mesuré dans un système 50 Ω , c'est-à-dire que le générateur de signaux et le récepteur de mesure ont une impédance de 50 Ω et les impédances de rayonnement des antennes d'émission et de réception sont symétrisées et adaptées au moyen d'un symétriseur.

* Une procédure d'étalonnage est à l'étude.

- 6) At each frequency, subtract the voltage measured in step 4 from the voltage measured in step 5. Also subtract the antenna factors of the transmit and receive antennas, $AF_T(\text{dB/m})$ and $AF_R(\text{dB/m})$, respectively. (Antenna factors as a continuous function of frequency can be obtained by using simple linear curve fitting on a set of discrete antenna factor values.) The result is the measured NSA over the range of frequencies used, which should be plotted. Also plot the theoretical normalized site attenuation for an ideal site shown in table G.1.
- 7) The differences found between the theoretical NSA and the measured NSA shall fall within the ± 4 dB criterion.

NOTE For both NSA measurement methods, an impedance mismatch in the output of the signal source or at the input of the measuring receiver or spectrum analyzer may result in reflections which could cause errors. This should be avoided by use of padding attenuators of 10 dB; one at the output end of each transmitting and receiving antenna cable. These attenuators shall remain in the cables during the entire measurement for NSA.

G.4 Possible causes for exceeding site acceptability limits

If the deviation exceeds the ± 4 dB criterion, investigate as follows:

First check the measurement system calibrations. If the signal generator and measuring instrumentation do not drift during the measurements, the prime suspects are the antenna factors. Antennas may also be defective. If these all check out, repeat the measurement. If the differences are still greater than ± 4 dB, the site and the surrounding area are suspect. The vertical site attenuation should in general be the most sensitive to site anomalies. If so, use that measurement as the basis for tracking down the problem. Possible problems include inadequate ground plane construction and size, reflecting objects too close by (fences, buildings, light towers, etc.), degraded performance of all-weather enclosures due to inadequate construction and maintenance techniques, and such long-term effects as penetration of residue from airborne conductive contaminants.

G.5 Antenna calibration

The antenna factors of broadband antennas used to make site attenuation measurements should be traceable to a national standard*. Manufacturer's antenna factors may not be sufficiently accurate to achieve good agreement between measured and calculated normalized site attenuations. Antenna factors usually account for losses due to the balun. If a separate balun is used, its effects shall be accounted for. Experience has shown that variations of antenna factors with geometry and polarization are generally negligible for the types of broadband antennas commonly used for EMC measurements below 1 GHz (e.g., biconicals, thick dipoles and log-periodics) as long as the transmit antenna is at least 1 m above the ground plane. If antenna factor variations are suspected because of the use of unusual antennas or measurement geometries, or from effects such as mutual coupling, or transmission line scattering for vertically polarized antennas, especially at the 3-m measurement distance, the antenna factors should first be measured using these geometries.

Normally the site attenuation is measured in a $50\ \Omega$ system, i.e. the signal generator and measuring receiver have an impedance of $50\ \Omega$ and the radiation impedances of the transmitting and receiving antennas are balanced and matched via a balun.

* A calibration procedure is under consideration.

Les facteurs d'antenne communiqués par le fabricant sont normalement également spécifiés pour une impédance de 50 Ω , c'est-à-dire que le facteur de conversion est défini pour une adaptation sans perte de l'impédance 50 Ω à l'impédance de rayonnement de l'antenne et, si c'est le cas, les pertes du symétriseur utilisé sont également comprises dans le facteur d'antenne communiqué.

Si des doublets demi-onde accordés sont utilisés, leurs facteurs d'antenne en espace libre peuvent être calculés à l'aide de l'équation suivante:

$$AF = 20 \lg (2\pi/\lambda) + 10 \lg (73/50) \quad (\text{dB}) \quad (\text{G.1})$$

$$= 20 \lg f - 31,9 \quad (\text{dB}) \quad (\text{G.2})$$

où f est en MHz

NOTE En pratique, le facteur d'antenne est modifié en fonction de la hauteur de l'antenne doublet par rapport au sol à cause de l'impédance mutuelle du doublet et de son image dans le sol.

La perte moyenne du symétriseur pour un doublet demi-onde accordé bien conçu est d'environ 0,5 dB. L'équation (G.2) devient donc:

$$AF = 20 \lg f - 31,4 \quad (\text{dB}) \quad (\text{G.3})$$

La perte du symétriseur se mesure en raccordant dos à dos le doublet d'émission et de réception avant qu'ils soient installés dans leurs logements. La perte de chaque symétriseur est la moitié de la perte totale mesurée, en supposant que les deux symétriseurs aient la même perte.

Il est important de vérifier que ces valeurs calculées sont bien représentatives des valeurs des doublets accordés effectivement utilisés pour les mesures d'ANE. La plus simple des vérifications consiste à assembler les antennes de telle manière que leurs éléments soient en résonance, et à en mesurer le ROS. L'antenne doit être placée au minimum à 4 m au-dessus du sol, et même plus haut si possible, de façon à minimiser les couplages de l'antenne avec le sol. Ses éléments doivent être accordés à la résonance en utilisant les mesures figurant dans le tableau G.3. Il suffit de mesurer le ROS des antennes en bas, au milieu et en haut de leurs gammes de fréquences.

En dessous de 100 MHz, il est également possible de vérifier le fonctionnement des symétriseurs en retirant les éléments, en branchant une résistance de 70 Ω aux bornes du bloc de montage de l'élément, et en mesurant le ROS du symétriseur ainsi équipé. Il convient que la valeur obtenue soit inférieure à 1,5.

Manufacturer's antenna factors are normally also specified for an impedance of 50 Ω , i.e. the conversion factor for a without loss matching of the 50 Ω impedance to the radiation impedance of the antenna and, if applicable, the loss of the used balun is also contained in the given antenna factor.

If tuned half-wave dipoles are used, their free-space antenna factors can be calculated, using the following equation:

$$AF = 20 \lg (2\pi/\lambda) + 10 \lg (73/50) \quad (\text{dB}) \quad (\text{G.1})$$

$$= 20 \lg f - 31,9 \quad (\text{dB}) \quad (\text{G.2})$$

where

f is in MHz.

NOTE In practice, the antenna factor will be affected by the height of the dipole antenna above ground because of the mutual impedance of the dipole and its image in the ground.

The average balun loss for a well designed tuned half-wave dipole is approximately 0,5 dB. Hence equation (G.2) becomes

$$AF = 20 \lg f - 31,4 \quad (\text{dB}) \quad (\text{G.3})$$

This balun loss should be measured by connecting transmit and receive dipole back to back before they are installed in their housings. The loss per balun is 1/2 of the total loss measured, assuming both baluns are equal.

It is important to check that these calculated values are representative of the values for the particular tuned dipoles used for the NSA measurements. The simplest check is to measure the VSWR with the antennas assembled and its elements tuned to resonance. The antenna shall be placed at least 4 m above the ground, higher if possible, to minimize antenna to ground coupling, and its elements tuned to resonance using the measurements shown in table G.3. It is sufficient to check the VSWR of the antennas at frequencies in the low end, middle and high end of their frequency ranges.

Below 100 MHz, the function of the baluns may also be checked by removing the elements, placing a 70 Ω resistor across the terminals of the element mounting block, and measuring the VSWR of the terminated balun. The VSWR should be less than 1,5 to 1.

Tableau G.1 – Affaiblissement normalisé de l'emplacement*

(Géométries conseillées pour les antennes à large bande)

Polarisation	Horizontale	Horizontale	Horizontale	Horizontale	Verticale	Verticale	Verticale	Verticale
R (m)	3	10	30	30	3	10	30	30
h_1 (m)	1	1	1	1	1	1	1	1
h_2 (m)	1 à 4	1 à 4	2 à 6	1 à 4	1 à 4	1 à 4	2 à 6	1 à 4
f_m (MHz)	A_N (dB)							
30	15,8	29,8	44,4	47,8	8,2	16,7	26,1	26,0
35	13,4	27,1	41,7	45,1	6,9	15,4	24,7	24,7
40	11,3	24,9	39,4	42,8	5,8	14,2	23,6	23,5
45	9,4	22,9	37,3	40,8	4,9	13,2	22,5	22,5
50	7,8	21,1	35,5	38,9	4,0	12,3	21,6	21,6
60	5,0	18,0	32,4	35,8	2,6	10,7	20,1	20
70	2,8	15,5	29,7	33,1	1,5	9,4	18,7	18,7
80	0,9	13,3	27,5	30,8	0,6	8,3	17,6	17,5
90	-0,7	11,4	25,5	28,8	-0,1	7,3	16,6	16,5
100	-2,0	9,7	23,7	27	-0,7	6,4	15,7	15,6
120	-4,2	7,0	20,6	23,9	-1,5	4,9	14,1	14,0
140	-6,0	4,8	18,1	21,2	-1,8	3,7	12,8	12,7
160	-7,4	3,1	15,9	19	-1,7	2,6	11,7	11,5
180	-8,6	1,7	14,0	17	-1,3	1,8	10,8	10,5
200	-9,6	0,6	12,4	15,3	-3,6	1,0	9,9	9,6
250	-11,9	-1,6	9,1	11,6	-7,7	-0,5	8,2	7,7
300	-12,8	-3,3	6,7	8,8	-10,5	-1,5	6,8	6,2
400	-14,8	-5,9	3,6	4,6	-14,0	-4,1	5,0	3,9
500	-17,3	-7,9	1,7	1,8	-16,4	-6,7	3,9	2,1
600	-19,1	-9,5	0	0	-16,3	-8,7	2,7	0,8
700	-20,6	-10,8	-1,3	-1,3	-18,4	-10,2	-0,5	-0,3
800	-21,3	-12,0	-2,5	-2,5	-20,0	-11,5	-2,1	-1,1
900	-22,5	-12,8	-3,5	-3,5	-21,3	-12,6	-3,2	-1,7
1 000	-23,5	-13,8	-4,5	-4,4	-22,4	-13,6	-4,2	-3,5

* Ces données s'appliquent aux antennes qui sont dégagées d'au moins 25 cm du plan de sol lorsque les centres de ces antennes sont à 1 m au-dessus du plan de sol en polarisation verticale.

Table G.1 – Normalized site attenuation*

(Recommended geometries for broadband antennas)

Polarization	Horizontal	Horizontal	Horizontal	Horizontal	Vertical	Vertical	Vertical	Vertical
R (m)	3	10	30	30	3	10	30	30
h_1 (m)	1	1	1	1	1	1	1	1
h_2 (m)	1 to 4	1 to 4	2 to 6	1 to 4	1 to 4	1 to 4	2 to 6	1 to 4
f_m (MHz)	A_N (dB)							
30	15,8	29,8	44,4	47,8	8,2	16,7	26,1	26,0
35	13,4	27,1	41,7	45,1	6,9	15,4	24,7	24,7
40	11,3	24,9	39,4	42,8	5,8	14,2	23,6	23,5
45	9,4	22,9	37,3	40,8	4,9	13,2	22,5	22,5
50	7,8	21,1	35,5	38,9	4,0	12,3	21,6	21,6
60	5,0	18,0	32,4	35,8	2,6	10,7	20,1	20
70	2,8	15,5	29,7	33,1	1,5	9,4	18,7	18,7
80	0,9	13,3	27,5	30,8	0,6	8,3	17,6	17,5
90	-0,7	11,4	25,5	28,8	-0,1	7,3	16,6	16,5
100	-2,0	9,7	23,7	27	-0,7	6,4	15,7	15,6
120	-4,2	7,0	20,6	23,9	-1,5	4,9	14,1	14,0
140	-6,0	4,8	18,1	21,2	-1,8	3,7	12,8	12,7
160	-7,4	3,1	15,9	19	-1,7	2,6	11,7	11,5
180	-8,6	1,7	14,0	17	-1,3	1,8	10,8	10,5
200	-9,6	0,6	12,4	15,3	-3,6	1,0	9,9	9,6
250	-11,9	-1,6	9,1	11,6	-7,7	-0,5	8,2	7,7
300	-12,8	-3,3	6,7	8,8	-10,5	-1,5	6,8	6,2
400	-14,8	-5,9	3,6	4,6	-14,0	-4,1	5,0	3,9
500	-17,3	-7,9	1,7	1,8	-16,4	-6,7	3,9	2,1
600	-19,1	-9,5	0	0	-16,3	-8,7	2,7	0,8
700	-20,6	-10,8	-1,3	-1,3	-18,4	-10,2	-0,5	-0,3
800	-21,3	-12,0	-2,5	-2,5	-20,0	-11,5	-2,1	-1,1
900	-22,5	-12,8	-3,5	-3,5	-21,3	-12,6	-3,2	-1,7
1 000	-23,5	-13,8	-4,5	-4,4	-22,4	-13,6	-4,2	-3,5

* These data apply to antennas that have at least 25 cm of ground plane clearance when the centre of the antennas is 1 m above the ground plane in vertical polarization.

Tableau G.2 – Affaiblissement normalisé de l'emplacement

(Géometries conseillées pour les doublets demi-onde accordés, à polarisation horizontale)

Polarisation	Horizontale	Horizontale	Horizontale
R (m)	3**	10	30
h_1 (m)	2	2	2
h_2 (m)	1 à 4	1 à 4	2 à 6
f_m (MHz)	A_N (dB)		
30	11,0	24,1	38,4
35	8,8	21,6	35,8
40	7,0	19,4	33,5
45	5,5	17,5	31,5
50	4,2	15,9	29,7
60	2,2	13,1	26,7
70	0,6	10,9	24,1
80	-0,7	9,2	21,9
90	-1,8	7,8	20,1
100	-2,8	6,7	18,4
120	-4,4	5,0	15,7
140	-5,8	3,5	13,6
160	-6,7	2,3	11,9
180	-7,2	1,2	10,6
200	-8,4	0,3	9,7
250	-10,6	-1,7	7,7
300	-12,3	-3,3	6,1
400	-14,9	-5,8	3,5
500	-16,7	-7,6	1,6
600	-18,3	-9,3	0
700	-19,7	-10,6	-1,3
800	-20,8	-11,8	-2,4
900	-21,8	-12,9	-3,5
1 000	-22,7	-13,8	-4,4

** Dans le cas des doublets demi-onde accordés à polarisation horizontale espacés de 3 m, il convient de soustraire les facteurs de correction d'impédance mutuelle (voir tableau G.4) des valeurs mesurées d'affaiblissement normalisé de l'emplacement, afin de pouvoir les comparer avec les valeurs théoriques d'affaiblissement normalisées de l'emplacement pour un emplacement idéal, données dans ce tableau.

Table G.2 – Normalized site attenuation

(Recommended geometries for tuned half-wave dipoles, horizontal polarization)

Polarization R (m) h_1 (m) h_2 (m)	Horizontal 3** 2 1 to 4	Horizontal 10 2 1 to 4	Horizontal 30 2 2 to 6
f_m (MHz)	A_N (dB)		
30	11,0	24,1	38,4
35	8,8	21,6	35,8
40	7,0	19,4	33,5
45	5,5	17,5	31,5
50	4,2	15,9	29,7
60	2,2	13,1	26,7
70	0,6	10,9	24,1
80	-0,7	9,2	21,9
90	-1,8	7,8	20,1
100	-2,8	6,7	18,4
120	-4,4	5,0	15,7
140	-5,8	3,5	13,6
160	-6,7	2,3	11,9
180	-7,2	1,2	10,6
200	-8,4	0,3	9,7
250	-10,6	-1,7	7,7
300	-12,3	-3,3	6,1
400	-14,9	-5,8	3,5
500	-16,7	-7,6	1,6
600	-18,3	-9,3	0
700	-19,7	-10,6	-1,3
800	-20,8	-11,8	-2,4
900	-21,8	-12,9	-3,5
1 000	-22,7	-13,8	-4,4

** The mutual impedance correction factors (see table G.4) for horizontally polarized tuned half-wave dipoles spaced 3 m apart should be subtracted from the measured normalized site attenuation data for comparison with the theoretical normalized site attenuation values for an ideal site given in this table.

Tableau G.3 – Affaiblissement normalisé de l'emplacement

(Géométries conseillées pour les doublets demi-onde accordés, à polarisation verticale)

f_m MHz	$R = 3 \text{ m}$ $h_1 = 2,75 \text{ m}$		$R = 10 \text{ m}$ $h_1 = 2,75 \text{ m}$		$R = 30 \text{ m}$ $h_1 = 2,75 \text{ m}$	
	h_2 (m)	A_N (dB)	h_2 (m)	A_N (dB)	h_2 (m)	A_N (dB)
30	2,75 à 4	12,4	2,75 à 4	18,8	2,75 à 6	26,3
35	2,39 à 4	11,3	2,39 à 4	17,4	2,39 à 6	24,9
40	2,13 à 4	10,4	2,13 à 4	16,2	2,13 à 6	23,8
45	1,92 à 4	9,5	1,92 à 4	15,1	2 à 6	22,8
50	1,75 à 4	8,4	1,75 à 4	14,2	2 à 6	21,9
60	1,50 à 4	6,3	1,50 à 4	12,6	2 à 6	20,4
70	1,32 à 4	4,4	1,32 à 4	11,3	2 à 6	19,1
80	1,19 à 4	2,8	1,19 à 4	10,2	2 à 6	18,0
90	1,08 à 4	1,5	1,08 à 4	9,2	2 à 6	17,1
100	1 à 4	0,6	1 à 4	8,4	2 à 6	16,3
120	1 à 4	-0,7	1 à 4	7,5	2 à 6	15,0
140	1 à 4	-1,5	1 à 4	5,5	2 à 6	14,1
160	1 à 4	-3,1	1 à 4	3,9	2 à 6	13,3
180	1 à 4	-4,5	1 à 4	2,7	2 à 6	12,8
200	1 à 4	-5,4	1 à 4	1,6	2 à 6	12,5
250	1 à 4	-7,0	1 à 4	-0,6	2 à 6	8,6
300	1 à 4	-8,9	1 à 4	-2,3	2 à 6	6,5
400	1 à 4	-11,4	1 à 4	-4,9	2 à 6	3,8
500	1 à 4	-13,4	1 à 4	-6,9	2 à 6	1,8
600	1 à 4	-14,9	1 à 4	-8,4	2 à 6	0,2
700	1 à 4	-16,3	1 à 4	-9,7	2 à 6	-1,0
800	1 à 4	-17,4	1 à 4	-10,9	2 à 6	-2,4
900	1 à 4	-18,5	1 à 4	-12,0	2 à 6	-3,3
1 000	1 à 4	-19,4	1 à 4	-13,0	2 à 6	-4,2

Table G.3 – Normalized site attenuation

(Recommended geometries for tuned half-wave dipoles – vertical polarization)

f_m MHz	$R = 3 \text{ m}$ $h_1 = 2,75 \text{ m}$		$R = 10 \text{ m}$ $h_1 = 2,75 \text{ m}$		$R = 30 \text{ m}$ $h_1 = 2,75 \text{ m}$	
	h_2 (m)	A_N (dB)	h_2 (m)	A_N (dB)	h_2 (m)	A_N (dB)
30	2,75 to 4	12,4	2,75 to 4	18,8	2,75 to 6	26,3
35	2,39 to 4	11,3	2,39 to 4	17,4	2,39 to 6	24,9
40	2,13 to 4	10,4	2,13 to 4	16,2	2,13 to 6	23,8
45	1,92 to 4	9,5	1,92 to 4	15,1	2 to 6	22,8
50	1,75 to 4	8,4	1,75 to 4	14,2	2 to 6	21,9
60	1,50 to 4	6,3	1,50 to 4	12,6	2 to 6	20,4
70	1,32 to 4	4,4	1,32 to 4	11,3	2 to 6	19,1
80	1,19 to 4	2,8	1,19 to 4	10,2	2 to 6	18,0
90	1,08 to 4	1,5	1,08 to 4	9,2	2 to 6	17,1
100	1 to 4	0,6	1 to 4	8,4	2 to 6	16,3
120	1 to 4	-0,7	1 to 4	7,5	2 to 6	15,0
140	1 to 4	-1,5	1 to 4	5,5	2 to 6	14,1
160	1 to 4	-3,1	1 to 4	3,9	2 to 6	13,3
180	1 to 4	-4,5	1 to 4	2,7	2 to 6	12,8
200	1 to 4	-5,4	1 to 4	1,6	2 to 6	12,5
250	1 to 4	-7,0	1 to 4	-0,6	2 to 6	8,6
300	1 to 4	-8,9	1 to 4	-2,3	2 to 6	6,5
400	1 to 4	-11,4	1 to 4	-4,9	2 to 6	3,8
500	1 to 4	-13,4	1 to 4	-6,9	2 to 6	1,8
600	1 to 4	-14,9	1 to 4	-8,4	2 to 6	0,2
700	1 to 4	-16,3	1 to 4	-9,7	2 to 6	-1,0
800	1 to 4	-17,4	1 to 4	-10,9	2 to 6	-2,4
900	1 to 4	-18,5	1 to 4	-12,0	2 to 6	-3,3
1 000	1 to 4	-19,4	1 to 4	-13,0	2 to 6	-4,2

Tableau G.4 – Facteurs de correction de couplage mutuel pour la géométrie utilisant des doublets résonnants accordables séparés de 3 m

ΔAF_{TOT} – Facteur total de correction en décibels		
f_m MHz	Polarisation horizontale $R = 3 \text{ m}$ $h_1 = 2 \text{ m}$ $h_2 = 1 \text{ m à } 4 \text{ m}$	Polarisation verticale $R = 3 \text{ m}$ $h_1 = 2,75 \text{ m}$ $h_2 = (\text{voir tableau G.3.})$
30	3,1	2,9
35	4,0	2,6
40	4,1	2,1
45	3,3	1,6
50	2,8	1,5
60	1,0	2,0
70	-0,4	1,5
80	-1,0	0,9
90	-1,0	0,7
100	-1,2	0,1
120	-0,4	-0,2
125	-0,2	-0,2
140	-0,1	0,2
150	-0,9	0,4
160	-1,5	0,5
175	-1,8	-0,2
180	-1,0	-0,4

NOTE 1 Valeurs calculées pour les doublets résonnants en utilisant la méthode des moments et le code NEC (Numerical Electromagnetic Code) ou le système informatique (MININEC).
G.J Burke and A.J. Poggio, *Numerical Electromagnetic Code – Method of Moments*, Lawrence Livermore Laboratory, California, January 1981.
J.W. Rockway, J.C. Logan, D.W.S. Tam, S.T. Li, *The MININEC System: Microcomputer Analysis of Wire Antennas*, Artech House, Boston, 1988.
Berry, J.; Pate, B.; Knight: *Variations in mutual Coupling Correction Factors for Resonant Dipoles Used in Site Attenuation Measurements*, Proc. IEEE Sym. on EMC, Washington, DC, 1990.

NOTE 2 On suppose que les facteurs d'antenne sont les facteurs théoriques en espace libre pour les doublets résonnants avec une perte de 0,5 dB pour le symétriseur, pour chaque antenne.

NOTE 3 Ces facteurs de correction ne décrivent pas entièrement les facteurs d'antenne mesurés au-dessus d'un plan de sol, par exemple à des hauteurs de 3 m ou de 4 m, dans la mesure où ces facteurs d'antenne sont différents des facteurs d'antenne en espace libre aux basses fréquences. Toutefois, compte tenu des marges d'erreur données au tableau M, les valeurs sont adéquates pour indiquer les anomalies d'un emplacement.

NOTE 4 On attire l'attention de l'utilisateur sur le fait que certains doublets demi-onde ou certaines antennes équipées de symétriseurs inhabituels peuvent présenter des caractéristiques différentes de celles données en G.5.

NOTE 5 Les facteurs de correction de couplage mutuel pour des distances de 10 m et de 30 m sont à l'étude. A titre provisoire on peut évaluer un emplacement d'essai en considérant que ces facteurs de correction sont égaux à zéro.

Table G.4 – Mutual coupling correction factors for geometry using resonant tunable dipoles spaced 3 m apart

ΔAF_{TOT} – Total correction factor in decibels		
f_m MHz	Horizontal polarization $R = 3 \text{ m}$ $h_1 = 2 \text{ m}$ $h_2 = 1 \text{ m to } 4 \text{ m}$	Vertical polarization $R = 3 \text{ m}$ $h_1 = 2,75 \text{ m}$ $h_2 = (\text{see table G.3.})$
30	3,1	2,9
35	4,0	2,6
40	4,1	2,1
45	3,3	1,6
50	2,8	1,5
60	1,0	2,0
70	-0,4	1,5
80	-1,0	0,9
90	-1,0	0,7
100	-1,2	0,1
120	-0,4	-0,2
125	-0,2	-0,2
140	-0,1	0,2
150	-0,9	0,4
160	-1,5	0,5
175	-1,8	-0,2
180	-1,0	-0,4

NOTE 1 The values for the resonant dipoles were calculated using the method of moments and the numerical electromagnetic code (NEC) or the MININEC computer system.

G.J. Burke and A.J. Poggio, *Numerical Electromagnetic Code – Method of Moments*, Lawrence Livermore Laboratory, California, January, 1981.

J.W. Rockway, J.C. Logan, D.W.S. Tam, S.T. Li, *The MININEC System: Microcomputer Analysis of Wire Antennas*, Artech House, Boston, 1988.

Berry, J.; Pate, B.; Knight: "Variations in Mutual Coupling Correction Factors for Resonant Dipoles Used In Site Attenuation Measurements", Proc IEEE Sym on EMC, Washington, DC, 1990.

NOTE 2 Theoretical free-space antenna factors for ideal resonant dipoles with a 0,5 dB balun loss (for each antenna) are assumed.

NOTE 3 These correction factors do not completely describe antenna factors measured above a ground plane, e.g. at heights of 3 or 4 m, since these antenna factors differ from free-space antenna factors at the lower frequencies. However, within the error bounds described in table M, the values are adequate to indicate site anomalies.

NOTE 4 The user is cautioned that some half-wavelength dipoles or antennas with unusual baluns may exhibit different characteristics than the antenna in G.5.

NOTE 5 Mutual coupling correction factors for 10 m and 30 m are under consideration. As an interim procedure, site adequacy can be assessed by considering these correction factors to be equal to zero.

Annexe H (normative)

Étalonnage de la pince absorbante (paragraphe 5.3)

Brancher et disposer les pinces comme indiqué à la figure 40. Le câble W est constitué d'un conducteur isolé de 1 mm ou 2 mm de section raccordé à la broche centrale d'un connecteur 50 Ω monté sur un écran métallique de telle manière que seule la broche centrale dépasse de l'écran. L'écran peut être la surface extérieure d'une enceinte blindée ou une grande tôle métallique, de l'ordre de 2,5 m $\times$ 2,5 m. Le câble W doit être centré à l'intérieur du transformateur du courant comme indiqué à la figure 40.

Si l'isolation RF fournie par une pince absorbante est insuffisante aux basses fréquences, en particulier au-dessous de 50 MHz et spécialement pendant l'étalonnage, il convient de placer un deuxième absorbeur autour du câble derrière la pince absorbante à étalonner. Il peut être placé à une position fixe à environ 4 m du départ du câble.

Brancher un générateur ayant une impédance de sortie résistive de 50 Ω à l'autre extrémité du connecteur au travers d'un atténuateur 10 dB, 50 Ω , et un récepteur de mesure ayant une impédance d'entrée résistive de 50 Ω à la borne RF de la pince. Le câble coaxial reliant la pince au récepteur doit être équipé d'anneaux absorbants en ferrite ou de manchons fixés autour des deux extrémités.

L'étalonnage est une mesure de la perte d'insertion de l'ensemble constitué par la pince absorbante et le câble d'étalonnage entre les connecteurs coaxiaux C1 et C2. Les câbles coaxiaux étant en position a et b, comme indiqué par les lignes continues de la figure 40, la pince absorbante est déplacée le long du câble, à partir de l'écran métallique jusqu'à une distance d'une demi-longueur d'onde à la fréquence d'étalonnage et l'indication maximale I du récepteur du mesure est notée. Le niveau du signal délivré par le générateur étant maintenu constant, les câbles coaxiaux sont branchés en positions a' et b', comme indiqué par les lignes discontinues de la figure 40, et l'indication I' du récepteur est notée. La perte d'insertion L est donnée par $L = I' - I$ (dB). Cette procédure est appliquée sur toute l'étendue de la gamme de fréquences désirée.

Un exemple des résultats d'étalonnage est donné en figure 41. La perte d'insertion mesurée est normalement comprise dans une plage de 14 dB à 22 dB.

Les récepteurs de mesure spécifiés dans la présente norme ont une impédance d'entrée de 50 Ω . On peut montrer que:

si P est la puissance d'entrée, et V la tension d'entrée,

$$10 \lg P = 10 \lg (V^2/50) = 20 \lg V - 10 \lg 50 = (20 \lg V) - 17$$

Annex H (normative)

Calibration of the absorbing clamp (subclause 5.3)

Connect and arrange the clamp as shown in figure 40. Lead W consists of an insulated wire of 1 mm or 2 mm effective cross-section connected to the centre pin of a 50 Ω connector mounted on a metal screen such that only the centre pin protrudes from the screen. The screen may be the outer surface of a screened enclosure or a large metal sheet, say 2,5 m by 2,5 m. Lead W shall be centralized within the current transformer as shown in figure 40.

If the RF isolation provided by an actual absorbing clamp is insufficient at lower frequencies, particularly below 50 MHz and especially during calibration, a second absorber should be placed around the lead behind the absorbing clamp under calibration. It may be in a fixed position about 4 m from the starting of the lead.

Connect a generator with a 50 Ω resistive output impedance to the other end of the connector through a 50 Ω , 10 dB attenuator, and a measuring receiver having a 50 Ω resistive input impedance to the RF terminal of the clamp. The coaxial cable from the clamp to the receiver shall have ferrite absorbing rings or sleeves fitted around both ends.

The calibration is a measurement of the insertion loss of the absorbing clamp and calibration wire set-up between the coaxial connectors C1 and C2. With the coaxial cables in positions a and b as shown by the solid lines in figure 40, the absorbing clamp is moved along the wire from the metal screen up to a distance of a half-wavelength at the frequency of calibration: and the maximum indication I on the measuring receiver is noted. With the generator signal level kept constant, the coaxial cables are connected in positions a' and b' as shown by the dotted lines in figure 40 and the receiver indication I' is noted. The insertion loss L is given by $L = I' - I$ (dB). This is done throughout the desired frequency range.

An example of the calibration results is shown in figure 41. The measured insertion loss normally lies within the range 14 dB to 22 dB.

The measuring receivers specified in this standard have an input impedance of 50 Ω . For such an impedance it can be shown that:

if P is the input power, and V is the input voltage,

$$10 \lg P = 10 \lg (V^2/50) = 20 \lg V - 10 \lg 50 = (20 \lg V) - 17$$

Si la puissance, P , est exprimée en picowatts, la tension équivalente V est en microvolts. La valeur numérique de P , exprimée en dB peut être trouvée en soustrayant 17 dB de la valeur numérique de V en dB. Donc, si 17 dB sont soustraits de la perte d'insertion, le reste peut être ajouté à la lecture de l'appareil de mesure en dB(μ V) pour donner directement la puissance perturbatrice en dB(pW). C'est la raison de l'échelle de correction donnée en figure 41. L'échelle de correction donne le coefficient en dB à ajouter à l'indication du récepteur de mesure en dB(μ V) pour obtenir l'expression de la puissance en dB(pW).

Il est normalement possible de positionner la pince à plus d'un maximum. Le maximum le plus proche de l'extrémité du conducteur branché au connecteur 50 Ω donne la lecture maximale du récepteur. La pratique montre que le deuxième maximum donne une perte d'insertion d'environ 1 dB supérieure à celle obtenue avec le premier maximum.

Pour certaines applications pratiques il convient d'utiliser le deuxième maximum et il est donc utile d'étalonner la pince à cet effet. Un exemple d'étalonnage à l'aide du deuxième maximum est donné en figure 42, courbe B.

Withdrawing the full PDF of CISPR 16-1:1999
IEC NORM.COM Click to view the full PDF of CISPR 16-1:1999

If the power, P , is expressed in picowatts, the equivalent voltage, V , is in microvolts. The numerical value of P , expressed in dB can be found by subtracting 17 dB from the numerical value of V in dB. Thus, if 17 dB is subtracted from the insertion loss the remainder may be added to the meter reading in dB(μ V) to give directly the disturbance power in dB(pW). This is the reason for the correction scale shown in figure 41. The correction scale gives the factor in dB to be added to the indication of the measuring receiver in dB(μ V) to convert to power dB(pW).

It is normally possible to position the clamp at more than one maximum. The maximum nearest the end of the conductor that is attached to the 50 Ω connector gives the maximum reading on the receiver. It has been found in practice that the second maximum gives an insertion loss which is about 1 dB greater than that obtained with the first maximum.

For some practical applications it is convenient to use the second maximum, and thus it is useful to calibrate the clamp for this. An example of a calibration employing the second maximum is shown in figure 42, curve B.

Withd 2019
IEC NORM.COM Click to view the full PDF of CISPR 16-1:1999

Annexe I (informative)

Construction, gamme de fréquences et étalonnage des sondes de courant (paragraphe 5.2)

I.1 Aspects électriques et physiques des sondes de courant

La taille physique d'une sonde de courant dépend de la taille maximale du câble à mesurer, du courant maximal transporté par ce câble et de la gamme de fréquences des signaux à mesurer.

La sonde de courant a généralement une forme toroïdale, le conducteur à mesurer étant placé dans l'ouverture centrale du tore. Les exigences existantes et les caractéristiques fournies par les fabricants montrent que l'ouverture centrale peut avoir un diamètre variant entre 2 mm et 30 cm. Le bobinage secondaire est placé sur le tore de manière à faciliter l'introduction du conducteur dans la sonde. Le noyau annulaire et le bobinage sont enfermés dans un blindage destiné à éviter la sensibilité aux charges électrostatiques. Ce blindage est coupé pour éviter qu'il constitue un tour en court-circuit du transformateur.

Généralement, les sondes de courant utilisées pour les mesures de perturbations utilisent sept à huit tours secondaires. Le nombre de tours est choisi de manière à optimiser le rapport de tours donnant la plage de réponse en fréquence la plus étendue possible et permettant de maintenir l'impédance d'insertion à une valeur ne dépassant pas 1 Ω . Pour les fréquences inférieures à 100 kHz, les noyaux sont en feuilles d'acier au silicium. Entre 100 kHz et 400 MHz ces noyaux sont en ferrite, et entre 200 MHz et 1 000 MHz, ce sont des noyaux à air associés à un transformateur de sortie symétrique/asymétrique 50 Ω . La figure 30 représente une sonde de courant typique.

La sonde de courant est généralement utilisée comme dispositif capteur pour les appareils de mesure de perturbation. Par conséquent, elle est conçue pour transformer le courant perturbateur en une tension détectable par l'appareil de mesure. La sensibilité de la sonde de courant peut être exprimée de façon pratique en termes d'impédance de transfert. L'impédance de transfert est définie comme le rapport entre la tension secondaire (généralement aux bornes d'une charge résistive de 50 Ω) et le courant primaire. L'admittance de transfert est parfois utilisée à la place de l'impédance.

La sensibilité globale de la sonde de courant et du récepteur de mesure dépend également de la sensibilité du récepteur. La valeur minimale du courant perturbateur que l'on peut détecter dans un conducteur s'exprime par le rapport entre la sensibilité du récepteur (en volts) et l'impédance de transfert de la sonde de courant (en ohms). Par exemple, si l'on associe un récepteur de sensibilité 1 μ V à une sonde de courant dont l'impédance de transfert est de 10 Ω , le courant perturbateur mesurable minimal sera de 0,1 μ A. Par contre, si l'on associe un récepteur de sensibilité 10 μ V à une sonde de courant dont l'impédance de transfert est de 1 Ω , le courant détectable minimal est de 10 μ A. On constate donc que pour obtenir une sensibilité maximale il faut s'efforcer d'avoir une impédance de transfert aussi élevée que possible.

L'impédance de transfert (Z_T) est souvent exprimée en décibels (dB) par rapport à 1 Ω . C'est là une unité pratique analogue à celle utilisée généralement en mesure de perturbations, comme les décibels par rapport à 1 μ V ou à 1 μ A (Z_T en décibels par rapport à 1 Ω est équivalent à $20 \lg Z_T$).

Annex I (informative)

Construction, frequency range, and calibration of current probes (subclause 5.2)

I.1 Physical and electrical considerations for current probes

The physical size of the current probe is a function of the maximum cable size to be measured, the maximum power current flowing in the cable, and the range of signal frequencies to be measured.

The current probe is usually of toroidal shape with the conductor to be measured placed within the centre opening of the toroid. Existing requirements and manufacturers' specifications show that the centre opening may vary from 2 mm to 30 cm in diameter. The secondary winding is placed on the toroid in such a manner as to facilitate the clamp-on function of the probe. The toroidal core and winding is enclosed with a shield to prevent electrostatic pick-up. The shield has a gap to prevent it from being a shorted turn on the transformer.

Typical current probes for disturbance measurements use seven to eight secondary turns. This number of turns is an optimized turns-ratio to ensure a maximized flat frequency range and an insertion impedance of 1 Ω or less. For frequencies below 100 kHz laminated silicon steel cores are used. Ferrite cores are used between 100 kHz to 400 MHz and air cores are used between 200 MHz to 1 000 MHz with a balanced coil to unbalanced 50 Ω output transformer. Figure 30 shows the configuration of a typical current probe.

The current probe is generally used as a pick-up device for disturbance measurements. Therefore, it is designed to transfer the disturbance current to a voltage which can be detected by the meter. The sensitivity of the current probe may be expressed conveniently in terms of transfer impedance. Transfer impedance is defined as the ratio of secondary voltage (generally across a 50 Ω resistive load) to the primary current. The transfer admittance is sometimes used instead.

Overall sensitivity of the current probe and disturbance receiver is also a function of the receiver sensitivity. Minimum detectable disturbance current in a conductor is the ratio of receiver sensitivity (V) to current probe transfer impedance (Ω). For instance, if a one microvolt (1 μ V) receiver and a current probe with a transfer impedance of 10 Ω are used, then the minimum measurable disturbance current is 0,1 μ A. However, if a 10 μ V receiver and a current probe with a transfer impedance of 1 Ω are used, then the minimum measurable current is 10 μ A. To obtain maximum sensitivity, the transfer impedance should be as high as possible.

The transfer impedance Z_T is often expressed in terms of decibels (dB) above 1 Ω . This is a convenient unit in reference to the more general disturbance units of decibels above 1 μ V or 1 μ A (Z_T in terms of decibels above 1 Ω is taken as $20 \log Z_T$).

I.2 Circuit électrique équivalent d'une sonde de courant

La sonde de courant peut être représentée par un circuit équivalent exact basé sur la théorie générale des transformateurs. Il n'est pas nécessaire de reprendre ici ce circuit, car il apparaît dans de nombreux manuels de référence courants*. Après de nombreuses simplifications du circuit exact et des équations correspondantes, on obtient les équations suivantes pour l'impédance de transfert:

Cas haute fréquence:
$$Z_T = \frac{\omega M}{[(\omega L / R_L)^2 + (\omega^2 LC - 1)^2]^{1/2}}$$

Cas à fréquence moyenne:
$$Z_T = MR_L / L \quad \text{lorsque } (\omega^2 LC = 1)$$

Cas à basse fréquence:
$$Z_T = \frac{\omega M}{[(\omega L / R_L)^2 + 1]^{1/2}}$$

où

Z_T est l'impédance de transfert;

M est l'inductance mutuelle entre les bobinages primaire et secondaire;

L est l'inductance du bobinage secondaire;

R_L est l'impédance de charge du secondaire (généralement 50 Ω);

C est la capacité répartie du secondaire;

ω est la pulsation en radians/seconde.

De ces équations, on peut tirer les conclusions suivantes.

- 1) L'impédance de transfert maximale aux fréquences moyennes pour une impédance de charge constante, est directement proportionnelle au rapport entre l'inductance mutuelle et l'inductance du secondaire (R_L restant constante).
- 2) Le point de demi-puissance à haute fréquence apparaît lorsque la réactance de la capacité distribuée du secondaire est égale à la résistance de charge.

I.3 Inconvénients des mesures à la sonde de courant

La sonde de courant est essentiellement un transformateur toroïdal qui réfléchit donc l'impédance du secondaire dans le primaire. Dans le cas typique d'un secondaire composé de huit tours et d'une charge de 50 Ω , l'impédance d'insertion est d'environ 1 Ω . Lorsque la combinaison des impédances de source et de charge du circuit à mesurer est supérieure à 1 Ω , l'application de la sonde de courant ne modifie pas de façon significative le passage du courant dans le primaire. Cependant, si la somme des impédances de source et de charge du circuit est inférieure à l'impédance d'insertion, l'application de la sonde de courant peut modifier considérablement le courant circulant dans le primaire.

Une sonde de courant est, entre autres, prévue pour la mesure des courants perturbateurs circulant dans les lignes d'alimentation primaires capables de transporter jusqu'à 300 A en courant continu ou 100 A en courant alternatif. La sonde de courant peut également être utilisée à proximité de dispositifs générant de forts champs magnétiques externes. L'impédance de transfert de la sonde de courant ne doit pas être modifiée par ces courants d'alimentation ou par les densités de flux. Par conséquent, le circuit magnétique doit être conçu de façon à ne pas se saturer. La fréquence de l'alimentation en courant alternatif pouvant se situer dans une plage comprise entre 20 Hz et 15 kHz, la sortie de la sonde de courant, à ces fréquences, peut endommager le circuit d'entrée du récepteur associé. Une protection peut être réalisée en insérant des filtres de réjection des fréquences alimentation entre la sonde de courant et le récepteur. La figure 31 représente un filtre passe-haut ayant une fréquence de coupure de 9 kHz.

* MIT Staff: *Magnetic Circuits and Transformers*, John Wiley & Sons, Inc., New York, N.Y., 1947.

I.2 Equivalent electrical circuit of current probe

The current probe may be represented by an exact equivalent circuit from general transformer theory. It is not necessary to repeat the circuit here since it is shown in many standard textbooks*. After considerable simplification of the exact circuit and derived equations, the following equations for the transfer impedance result:

$$\text{High-frequency case:} \quad Z_T = \frac{\omega M}{[(\omega L / R_L)^2 + (\omega^2 LC - 1)^2]^{1/2}}$$

$$\text{Mid-frequency case:} \quad Z_T = MR_L/L \quad \text{when } (\omega^2 LC = 1)$$

$$\text{Low frequency case:} \quad Z_T = \frac{\omega M}{[(\omega L / R_L)^2 + 1]^{1/2}}$$

where

Z_T is the transfer impedance;

M is the mutual inductance between primary and secondary windings;

L is the inductance of secondary winding;

R_L is the load impedance of secondary (usually 50 Ω);

C is the distributed capacitance of secondary;

ω is the angular frequency in radian/second.

The following conclusions result from these equations.

- 1) The maximum transfer impedance at mid-frequency, for a constant load impedance, is directly proportional to the ratio of mutual inductance to secondary inductance (R_L being constant).
- 2) The high-frequency half-power point occurs when the reactance of the secondary distributed capacitance is equal to the load resistance.

I.3 Deleterious effects of current probe measurements

The current probe is essentially a toroidal transformer and therefore reflects the secondary impedance into the primary. For an 8-turn secondary winding and a 50 Ω load, typically the insertion impedance is approximately 1 Ω . As long as the combination of source and load impedances of the circuit to be measured is greater than 1 Ω the application of the current probe will not greatly alter the primary current flow. However, if the sum of the circuit source and load impedances is less than the insertion impedance, the application of the current probe may alter the primary current considerably.

One intended current probe application is the measurement of disturbance current on primary power lines which may carry up to 300 A of d.c. or 100 A of a.c. The current probe may also be used in the vicinity of devices which generate strong external magnetic fields. The current probe transfer impedance shall not be altered by these power currents or flux densities. Therefore, the magnetic circuit shall be designed so that it will not saturate. Since the a.c. power currents may be in the frequency range of 20 Hz to 15 kHz, the current probe output at these power frequencies may damage the input circuit of the associated receiver. A possible solution is the insertion of power-frequency rejection filters between the current probe and the receiver. Figure 31 shows a high-pass filter with 9 kHz cut-off frequency.

* MIT Staff: *Magnetic Circuits and Transformers*, John Wiley & Sons, Inc., New York, N.Y., 1947.

I.4 Caractéristiques typiques de la réponse en fréquence des sondes de courant

La figure 32 représente les caractéristiques typiques de réponse en fréquence des sondes de courant, présentant des bandes passantes à réponse linéaire de a) 100 kHz à 100 MHz, b) 30 MHz à 300 MHz et c) 200 MHz à 1 000 MHz.

I.5 Structure de blindage utilisable avec les sondes de courant

Une sonde de courant à laquelle est associée une structure conductrice de blindage (par exemple cuivre, laiton, etc.) peut être utilisée pour mesurer des courants perturbateurs asymétriques (mode commun) ou symétrique (mode différentiel). Cette méthode est utilisable de 100 kHz à 20 MHz. La caractéristique essentielle de cette méthode réside dans une sonde de courant RF modifiée, combinée à un filtre passe-haut. Le but de ce filtre passe-haut est d'améliorer la réjection des courants aux fréquences d'alimentation à la sortie de la sonde de courant. Le montage d'essai est décrit dans la partie 2 du CISPR 16.

I.5.1 Modèle théorique

La figure 33a représente le montage utilisé pour la mesure du courant à l'aide d'un réseau fictif. Les composantes des courants perturbateurs sont:

I_1 courant dans le conducteur de phase de l'alimentation

I_2 courant dans le conducteur de neutre de l'alimentation

I_C courant asymétrique

I_D courant symétrique

NOTE La phase entre I_1 et I_2 est supposée nulle. C'est le cas pour des conducteurs de longueur inférieure à 1 m et pour des fréquences inférieures à 30 MHz.

On peut constater à partir des figures 33a et 33b que les relations existant entre les courants sont les suivantes:

$$I_1 = I_C + I_D$$

$$I_2 = I_C - I_D$$

$$2 I_C = I_1 + I_2$$

$$I_D = I_1 - I_2$$

Donc, une sonde de courant, appliquée autour des conducteurs de telle manière que I_1 et I_2 s'ajoutent, permet d'obtenir en sortie un signal dû uniquement au courant asymétrique; par contre, la soustraction des courants permet d'obtenir un signal de sortie dû uniquement au courant symétrique. Une correction de 6 dB doit être appliquée à la valeur mesurée uniquement pour le courant asymétrique du fait du facteur 2 figurant dans l'équation (voir figure 33b).

I.5.2 Construction de la structure de blindage

Le blindage supplémentaire nécessaire est représenté par la figure 34. Les dimensions indiquées conviennent pour une sonde de courant dont le noyau central a un diamètre de 51 mm. Pour toute autre taille de sonde de courant, les dimensions sont modifiées en conséquence.

Cette structure sert à positionner les conducteurs non blindés dans la sonde de courant et à assurer un blindage supplémentaire par rapport à toute liaison avec l'extérieur lorsque la sortie est mise à la masse à l'une de ces extrémités. Le fil en toron isolé (0,75 mm²) est passé dans le trou et muni à chacune de ces extrémités de bornes permettant de recevoir les conducteurs blindés provenant du réseau d'alimentation et menant vers l'appareil en essai. Le diamètre de la partie centrale du blindage est revêtu de ruban isolant de telle manière que les fils soient fermement maintenus dans les encoches et que cette partie de l'ensemble soit bien serrée dans la sonde de courant lorsqu'elle est fermée.

I.4 Typical frequency response characteristics of current probes

Figure 32 shows the typical frequency response characteristics of current probes, with flat passbands of: a) 100 kHz to 100 MHz; b) 30 MHz to 300 MHz; and c) 200 MHz to 1 000 MHz.

I.5 A shielding structure for use with current probes

A current probe with the addition of a conductive (e.g., copper, brass, etc.) shielding structure may be used to measure either asymmetric (common mode) or symmetric (differential mode) disturbance current. The method is usable from 100 kHz to 20 MHz. The essential feature of this method is a modified RF current probe combined with a high-pass filter. The purpose of the high-pass filter is to enhance the rejection of the power frequency current in the output of the current probe. The test arrangement is described in part 2 of CISPR 16.

I.5.1 Theoretical model

The set-up for current measurement using the artificial mains network is shown in figure 33a. The components of the disturbance currents are:

- I_1 current in the live mains conductor
- I_2 current in the neutral mains conductor
- I_C asymmetric current
- I_D symmetric current

NOTE The phase angle between I_1 and I_2 is assumed zero. This is the case for leads of less than 1 m and frequencies below 30 MHz.

It can be seen from figures 33a and 33b that the currents have the following relations:

$$I_1 = I_C + I_D$$

$$I_2 = I_C - I_D$$

$$2 I_C = I_1 + I_2$$

$$I_D = I_1 - I_2$$

Thus a current probe clamped around the conductors so that I_1 and I_2 would add gives an output due solely to the asymmetrical current; whereas, subtraction of the currents would yield an output related only to the symmetrical current. A 6 dB correction of the measured value only for the asymmetrical current is required due to the factor of 2 in the equation for the asymmetrical current (see figure 33b).

I.5.2 Construction of the shielding structure

The additional shield required is shown in figure 34. The dimensions shown are for a current probe with a centre core of 51 mm diameter. For other sizes of current probes the dimensions are scaled accordingly.

This structure serves to position the unshielded conductors in the current probe and to provide additional shielding from any external linkage when the output is grounded at one end. Insulated (0,75 mm²), stranded wire is passed through the hole and fitted at each end with terminals to accept the shielded leads from the mains network and to the equipment under test. The diameter of the center of the shield is the built-up with insulating tape so that the wires are firmly held in the slots and so that this portion of the assembly fits snugly in the current probe when it is closed.

Le blindage est positionné dans la sonde de courant de telle manière que le plan des conducteurs soit perpendiculaire au plan des entrefers dans les deux moitiés du noyau de la sonde. Il est important de veiller à ce que la structure de blindage représentée à la figure 34 soit isolée du boîtier de la sonde de courant, de sorte que la fente du boîtier ne soit pas court-circuitée.

I.5.3 Filtre passe-haut

Si nécessaire, un filtre passe-haut est inséré entre la sortie de la sonde de courant et le récepteur de mesure. Ce filtre peut faire partie du récepteur de mesure. (Voir figures 31 et 33b).

I.6 Etalonnage des sondes de courant

L'étalonnage des sondes de courant peut être effectué à l'aide d'un système constitué des deux moitiés d'un adaptateur coaxial. Lorsqu'il est monté avec la sonde de courant en place, il constitue une ligne coaxiale dont le conducteur externe englobe la sonde de courant et le conducteur interne passe dans l'ouverture de la sonde (voir figure 38).

Le circuit équivalent pour l'étalonnage est représenté par la figure 35. Lorsque la ligne coaxiale est bien adaptée, le courant I_P circulant dans le conducteur interne peut être calculé à partir d'une mesure de la tension V_1 sur la ligne. Il convient de prendre en compte le corps, s'il est métallique, ou le blindage de la sonde, au moment de la conception du système, de façon à obtenir une bonne ligne coaxiale. Si la tension de sortie de la sonde de courant est V_2 , l'admittance de transfert peut être calculée à l'aide de la formule suivante:

$$k = V_1 - V_2 - 34$$

où

k est l'admittance de transfert en dB(S);

V_1 est la tension RF sur la ligne coaxiale, en dB(μV);

V_2 est la tension RF en sortie de la sonde, en dB(μV);

le facteur 34 est lié à l'impédance de la charge (50 Ω).

L'admittance de transfert k est utilisée pour calculer la valeur du courant mesuré I_P , par la formule:

$$I_P = V_2 + k$$

où

I_P est en dB(μA), et

V_2 est en dB(μV)

k est en dB(s)

La figure 36 présente un résultat d'étalonnage typique, la figure 37 présente les pertes d'insertion et la figure 38 montre une configuration typique d'un système d'adaptateur coaxial.

The shield is positioned in the current probe such that the plane of the leads is perpendicular to the plane of the gaps in the core halves of the probe. It is important to ensure that the shielding structure as shown in figure 34 is insulated from the current probe housing so that the gap in the housing is not shorted.

I.5.3 High-pass filter

A high-pass filter, if needed, is inserted between the output of the current probe and the measuring receiver. This filter may be part of the measuring receiver. (See figures 31 and 33b).

I.6 Calibration of current probes

Calibration of current probes may be done by a jig which is made of two halves of a coaxial adapter. When assembled with the current probe in place, it forms a coaxial line the outer conductor of which encloses the current probe and the inner conductor passes through the probe aperture (see figure 38).

The equivalent calibration circuit is shown in figure 35. When the coaxial line is well matched the current I_p through the inner conductor may be calculated from a measurement of the voltage V_1 on the line. The body, if metal, or shield of the probe should be taken into account in the design of the jig to achieve a good coaxial line. If the voltage output of the current probe is V_2 the transfer admittance may be calculated using the following formula:

$$k = V_1 - V_2 - 34$$

where

k is the transfer admittance in dB(S);

V_1 is the RF voltage on the coaxial line in dB(μ V);

V_2 is the RF output voltage of the probe in dB(μ V);

the factor 34 is related to the 50 Ω load impedance.

The transfer admittance k is used to calculate the value of the measured current I_p by the formula:

$$I_p = V_2 + k$$

where

I_p is in dB(μ A), and

V_2 is in dB(μ V)

k is in dB(S)

Figure 36 shows a typical calibration result, figure 37 shows the return loss and figure 38 shows picture of the coaxial adapter jig.

Annexe J (informative)

Construction de la pince absorbante (paragraphe 5.3)

Exemples de construction de pince absorbante

Les figures 38 et 39 donnent deux exemples de pince absorbante. Les trois parties principales de la pince absorbante décrite au 5.3.2 sont le transformateur de courant C, l'absorbeur de puissance et stabilisateur d'impédance D, et le manchon absorbant E. D est composé de plusieurs anneaux de ferrite et E est composé d'anneaux ou de tubes de ferrite. Le noyau du transformateur C comporte deux ou trois anneaux du type utilisé pour D. L'enroulement secondaire du transformateur de courant est composé d'un tour de câble coaxial miniature encerclant les anneaux et raccordé comme indiqué. Le câble passe par le manchon E et est connecté à la borne coaxiale sur la pince. C et D sont montés l'un près de l'autre et alignés sur le même axe, de manière à permettre le mouvement le long du câble B à mesurer. Le manchon E est en général monté le long de l'absorbeur D pour des raisons pratiques. D et E servent tous les deux à atténuer les courants asymétriques sur les câbles les traversant.

L'exemple de la figure 39 donne quelques éléments d'améliorations apportées aux performances de la pince absorbante. Un cylindre de métal (1) est monté à l'intérieur du noyau du transformateur C comme blindage capacitif. Ce cylindre est séparé en deux moitiés. Un tube isolant (2) est utilisé pour centrer le câble à l'intérieur du transformateur. Ce tube va de l'extrémité d'entrée du transformateur au premier anneau de l'absorbeur D et il est utilisé pendant l'étalonnage de la pince et pour les câbles de plus petit diamètre.

La pince absorbante peut être réalisée pour couvrir la gamme de fréquences de 30 MHz à 1 000 MHz; il suffit pour cela d'utiliser des anneaux de ferrite appropriés.

Annex J (informative)

Construction of the absorbing clamp (subclause 5.3)

Examples of absorbing clamp construction

Figures 38 and 39 show two examples of the absorbing clamp. The three main parts of the absorbing clamp described in 5.3.2 are the current transformer C, the power absorber and impedance stabilizer D, and the absorbing sleeve E. D consists of a number of ferrite rings and E consists of ferrite rings or tubes. The core of the transformer C has two or three rings of the type used in D. The secondary winding of the current transformer consists of a turn of a miniature coaxial cable encircling the rings and connected as shown. The cable is passed through the sleeve E to a coaxial terminal on the clamp. C and D are mounted close together and aligned on the same axis to permit movement along the lead B under measurement. Sleeve E is usually mounted alongside absorber D for practical reasons. Both D and E serve to attenuate asymmetric currents on the leads through them.

The example in figure 39 shows some features of improvements to the absorbing clamp performance. A metal cylinder (1) is mounted inside the core of the transformer C to act as a capacitive shield. This cylinder is split into two halves. A insulating tube (2) is used to centralize the lead within the transformer. This tube extends from the input end of the transformer to the first ring of the absorber D, and is for use during clamp calibration and for small diameter leads.

The absorbing clamp may be made to cover the frequency range 30 MHz to 1 000 MHz using suitable ferrite rings.

Annexe K (informative)

Détails de construction des emplacements d'essai en espace libre dans la gamme de fréquences 30 MHz à 1 000 MHz (paragraphe 5.6)

K.1 Généralités

Les paragraphes 5.6.1 à 5.6.5 donnent les principaux aspects de construction des emplacements d'essai en espace libre. Des détails supplémentaires, de nature à assurer la bonne construction de l'emplacement et de l'enceinte tout temps, sont donnés dans la présente annexe. La meilleure manière de s'assurer de l'adéquation de ces pratiques est d'effectuer les mesures d'ANE décrites en 5.6.6.

K.2 Construction du plan de sol

K.2.1 Matériaux

Le métal est le matériau recommandé pour la construction du plan de sol des emplacements de mesure de champ. Cependant, pour des raisons pratiques, des plans de sol métalliques ne peuvent pas être recommandés pour les mesures de tous les appareils. Parmi les exemples de plan de sol métalliques, citons les tôles métalliques pleines, la feuille de métal, le métal perforé, le métal déployé, la toile métallique, le treillis métallique et les grilles métalliques. Il convient que le plan de sol ne présente ni vide, ni espace, dont les dimensions linéaires représentent une fraction appréciable d'une longueur d'onde à la fréquence de mesure la plus élevée. La taille maximale recommandée des ouvertures des plans de sol de type treillis, métal perforé, grille ou métal déployé est 1/10 de la longueur d'onde à la fréquence de mesure la plus élevée (environ 3 cm à 1 000 MHz). Il convient que les matériaux constitués de tôles, rouleaux ou pièces individuelles soient soudés ou brasés au niveau des joints, de préférence en continu, mais en aucun cas avec des espaces supérieurs à 1/10 de la longueur d'onde. Les revêtements diélectriques épais tels que le sable, l'asphalte ou le bois sur des plans de sol métalliques peuvent entraîner des caractéristiques d'affaiblissement de l'emplacement inacceptables.

K.2.2 Rugosité

Le critère de rugosité de Rayleigh fournit une estimation utile de la valeur quadratique maximale de la rugosité admissible pour le plan de sol (voir figure 43). Pour la plupart des emplacements d'essai habituels, en particulier pour les applications à une distance de 3 m, une rugosité de 4,5 cm est sans conséquence sur les mesures. Une rugosité supérieure est autorisée pour les emplacements à 10 m et 30 m. On doit utiliser la procédure de validation de 5.6.6 pour déterminer si la rugosité est acceptable.

K.3 Servitudes de l'appareil en essai

Il convient que l'alimentation électrique ou le câblage d'alimentation de l'appareil en essai passe dans la plus grande longueur possible, sous le plan de sol, et de préférence à angle droit par rapport à l'axe de mesure. Il convient également que tous les fils, câbles, et canalisations arrivant à la table tournante ou au dispositif de support de l'appareil en essai passent sous le plan de sol. Lorsqu'un cheminement enterré n'est pas possible, il convient que les servitudes de l'appareil en essai soient placées sur le plan de sol, affleurantes et fixées sur ce dernier.

Annex K (informative)

Construction details for open area test sites in the frequency range of 30 MHz to 1 000 MHz (subclause 5.6)

K.1 General

Subclauses 5.6.1 through 5.6.5 contain major construction considerations for open area test sites. Additional details that are helpful in assuring a well constructed site and all weather enclosure are described in this annex. A positive way to assure the suitability of these practices is to perform NSA measurements as described in 5.6.6.

K.2 Ground plane construction

K.2.1 Material

Metal is the recommended ground plane material for field strength test sites. However, for practical reasons, metallic ground planes cannot be specified for measurement of all equipment. Some examples of metallic ground planes include solid metal sheets, metal foil, perforated metal, expanded metal, wire cloth, wire screen and metal grating. The ground plane should have no voids or gaps with linear dimensions that are an appreciable fraction of a wavelength at the highest measurement frequency. The recommended maximum opening size for screen, perforated metal, grating or expanded metal type ground planes is 1/10 of a wavelength at the highest frequency of measurement (about 3 cm at 1 000 MHz). Material comprised of individual sheets, rolls, or pieces should be soldered or welded at the seams preferably continuously but in no case with gaps longer than 1/10 wavelength. Thick dielectric coatings, such as sand, asphalt, or wood on top of metal ground planes may result in unacceptable site attenuation characteristics.

K.2.2 Roughness

The Rayleigh roughness criterion provides a useful estimate of maximum allowable r.m.s. ground plane roughness (see figure 43). For most practical test sites, especially for 3 m separation applications, up to 4,5 cm of roughness is insignificant for measurement purposes. Even more roughness is allowed for 10 m and 30 m sites. The site validation procedure in 5.6.6 shall be performed to determine whether the roughness is acceptable.

K.3 Services to EUT

Electrical service or mains wiring to the EUT should be run under the ground plane to the maximum extent possible and preferably at right angles to the measurement axis. All wires, cables, and plumbing to the turntable or mounting of the EUT should also be run under the ground plane. When underground routing is not possible, service to the EUT should be placed on top of, but flush with, and bonded to the ground plane.

K.4 Construction de l'enceinte de protection contre les intempéries

K.4.1 Matériaux et attaches

Jusqu'à 1 000 MHz, de minces sections de fibres de verre et de la plupart des autres matières plastiques, de bois spécialement traités et de tissus ne provoquent aucun affaiblissement appréciable des émissions de l'appareil en essai. L'absorption d'humidité par certains matériaux (bois et nylon) peut, cependant, entraîner des pertes de transmission, qui sont particulièrement critiques si les émissions de l'appareil en essai sont mesurées au travers de tels matériaux. Il convient de prendre soin que des particules conductrices déposées par l'air, et de l'eau ou de la glace ne s'accumulent pas sur la structure ou dans les matériaux composant la structure. Il convient d'effectuer périodiquement des contrôles pour s'assurer de l'absence d'objets étrangers susceptibles de se déposer sur la structure et d'entraîner des erreurs de mesure.

Il convient d'utiliser un minimum de métal au-dessus du plan de sol. L'utilisation d'attaches en matière plastique ou en tissu est fortement conseillée. Il convient que tous les points d'ancrage, pieux, ou fondations similaires soient suffisamment distants de la zone d'essai pour ne pas affecter la mesure.

K.4.2 Montages internes

Il convient que toutes les pièces de structure soient non réfléchissantes. Il convient que tous ventilateurs ou conduits de chauffage, de refroidissement ou de ventilation soient à l'extérieur de la zone d'essai ou à l'extérieur de la structure, à moins qu'ils ne soient faits de matériau non conducteur et qu'ils passent sous un plan de sol métallique ou largement au-dessous d'un plan de sol non métallique. Un contrôle de la température et de l'humidité peut être nécessaire au fonctionnement de l'appareil. Il convient que toute isolation ou fenêtre soit exempte de contre-plaque ou encadrement métallique. Il convient également que les garde-fous ou escaliers soient non conducteurs s'ils sont situés au-dessus du plan de sol.

K.4.3 Taille

La taille d'une enceinte de protection contre les intempéries dépend de la taille de l'appareil en essai et de la nécessité d'englober l'antenne toute entière, ou uniquement la zone située au-dessus de l'appareil en essai, la zone située au-dessus de l'appareil de mesure, ou la zone comprenant le positionneur d'antenne de réception et la plus grande partie de l'antenne de réception lorsqu'on effectue des mesures en polarisation verticale.

K.4.4 Stabilité dans le temps et aux conditions climatiques

On recommande d'effectuer périodiquement des mesures de l'ANE afin de détecter toute anomalie provoquée par la dégradation de la protection tous temps par les conditions climatiques, (par exemple absorption d'humidité), ou la contamination des matériaux de l'enceinte. Cette mesure vérifie également l'étalonnage du câblage RF et des instruments d'essai. Un intervalle de six mois est en général convenable, à moins que des signes physiques indiquent plus tôt une dégradation des matériaux, c'est-à-dire des changements de couleur des matériaux provoqués par des polluants transportés par l'air.

K.5 Table tournante

L'utilisation d'une table tournante est recommandée pour faciliter la mesure des émissions rayonnées, sur tous les côtés de l'appareil en essai. Pour les essais d'appareils posés au sol, il convient que la table tournante soit recouverte de métal, qu'elle affleure le plan de sol et soit reliée au plan de sol par des liaisons conductrices. On peut utiliser une table tournante non métallique au-dessus de la surface du plan de sol, ou une combinaison d'une table tournante métallique et d'une table non métallique posée sur celle-ci pour les essais d'appareils de table. Une table tournante non métallique légèrement surélevée peut également être acceptable pour les essais d'appareils posés au sol.

K.4 Weather protection enclosure construction

K.4.1 Materials and fasteners

Up to 1 000 MHz, thin sections of fibreglass and most other plastics, specially treated woods, and fabric material will not cause appreciable attenuation of EUT emissions. Moisture absorption in some materials (e.g., wood and nylon), however, can cause transmission losses which are particularly critical if EUT emissions are measured through such material. Care should be taken to ensure that air-deposited conductive particles and standing water and ice do not build up on the structure or within the material forming the structure. Inspections should be made periodically for foreign objects which might lodge on the structure causing measurement errors.

Use of metal above the ground plane should be kept to a minimum. Use of plastic or fabric fasteners is highly recommended. Any anchors, pilings, or similar foundations should be far enough removed from the test area so as not to affect the measurement.

K.4.2 Internal arrangements

All structural members should be non-reflective. Any blowers or ducts for heating, cooling or air support should be outside the test area or outside the structure, unless they are made of non-conductive material or run below a metallic ground plane or well below a non-metallic ground plane. Temperature and humidity control may be required for the operation of the equipment. Any insulation or windows should be free of metal backing or framing. Any safety rails or stairs should also be non-conductive if located above the ground plane.

K.4.3 Size

The size of a weather protection enclosure will depend upon the size of the EUT and whether or not the entire antenna range is to be enclosed or only the area over the EUT, the area over the measuring set, or the area enclosing the receive antenna positioner and the highest extent of the receiving antenna when making vertical polarization measurements.

K.4.4 Uniformity with time and weather

It is recommended that periodic normalized site attenuation measurements be made in order to detect anomalies caused by degradation of the all-weather protection due to weather conditions (e.g. moisture absorption) or contamination of enclosure materials. This measurement also checks the calibration of RF cabling and test instrumentation. A six-month interval is generally adequate unless physical signs indicate material degradation sooner, i.e. material changes colour due to air-borne contaminants.

K.5 Turntable

A turntable is recommended for convenience in measuring electromagnetic emissions from all sides of the EUT. For testing a floor-standing EUT, the turntable should be metal-covered, flush with the ground plane and conductively connected to it. A non-metallic turntable above the ground plane surface or combination of metallic turntable and non-metallic table sitting on top of the turntable may be used for testing a table-top EUT. A slightly raised, non-metallic turntable may also be acceptable for testing floor-standing EUT.

K.6 Installation du mât de l'antenne de réception

Il convient que l'antenne de réception soit montée sur un support non conducteur permettant de la surélever entre 1 m et 4 m pour la mesure à une distance inférieure ou égale à 10 m, et entre 1 m et 4 m ou entre 2 m et 6 m pour des distances supérieures à 10 m. Le câble doit être connecté au symétriseur de l'antenne de telle façon que pour les antennes à polarisation horizontale, le câble soit orthogonal à l'axe des éléments de l'antenne à toutes hauteurs d'antenne, afin de conserver la symétrie par rapport au sol. Il convient que le câble sortant du symétriseur de l'antenne de réception tombe verticalement jusqu'au plan de sol à environ 1 m, ou plus, à l'arrière de l'antenne de réception. A partir de ce point, il convient de le maintenir sur ou sous le plan de sol, de façon à ne pas perturber la mesure. Il convient que le câble entre l'antenne et l'analyseur de perturbations soit aussi court que possible pour assurer des niveaux de signaux reçus acceptables à 1 000 MHz.

Pour les antennes de type doublet à polarisation verticale, il convient que le câble de connexion au récepteur de mesure soit maintenu horizontal, c'est-à-dire parallèle au plan de sol, sur une distance d'environ 1 m, ou plus, à l'arrière de l'antenne de réception (en s'éloignant de l'appareil en essai) avant de descendre sur le plan de sol. Une perche d'antenne d'environ 1 m de longueur est suffisante. Le cheminement du reste du câble vers l'analyseur se fait de la même façon que dans le cas de l'antenne à polarisation horizontale.

Dans les deux cas, il convient que l'étalonnage des facteurs d'antenne ne soit pas affecté par la présence des positionneurs d'antennes et par la disposition du câble coaxial fixé à l'antenne.

K.6 Receiving antenna mast installation

The receiving antenna should be mounted on a non-conducting support which will allow the antenna to be raised between 1 m and 4 m for measurement distances of 10 m and less, and between 1 m and 4 m, or between 2 m and 6 m for distances greater than 10 m. The cable shall be connected to the antenna balun such that for horizontally polarized antennas the cable is orthogonal to the axis of the antenna elements at all antenna heights in order to maintain balance with respect to ground. The cabling from the receiving antenna balun should drop vertically to the ground plane approximately 1 m or more to the rear of the receiving antenna. From that point it should be kept on or under the ground plane in a manner so as not to disturb the measurement. The cable between the antenna and disturbance analyzer should be as short as practical to ensure acceptable received signal levels at 1 000 MHz.

For vertically polarized dipole-type antennas, the cabling to the measuring receiver should be maintained horizontal, i.e., parallel to the ground plane, for a distance of approximately 1 m or more to the rear of the receiving antenna (away from the EUT) before dropping to the ground plane. An antenna boom approximately 1 m in length will suffice. The remaining cable routing to the analyzer is the same as for the horizontally-polarized case.

For both cases, the antenna factor calibration should not be affected by the presence of the antenna positioners and disposition of the coaxial cabling attached to the antenna.

Annexe L (informative)

Base pour le critère de 4 dB pour l'acceptabilité de l'emplacement (paragraphe 5.6)

L.1 Généralités

La présente annexe donne la base du critère d'acceptabilité de ± 4 dB pour les mesures d'affaiblissement normalisé de l'emplacement, prescrite en 5.6.6.

L.2 Analyse des erreurs

L'analyse des erreurs dans le tableau L.1 s'applique aux méthodes de mesure d'affaiblissement normalisé de l'emplacement données au 5.6.6. Les erreurs totales estimées sont la base du critère de ± 4 dB pour l'acceptabilité de l'emplacement, comprenant une incertitude de mesure d'environ 3 dB et 1 dB supplémentaire pour prendre en compte les imperfections de l'emplacement.

Le bilan d'erreur du tableau L.1 ne comprend pas les incertitudes de stabilité d'amplitude du générateur de signaux, du générateur de poursuite ou de tout amplificateur utilisé, et ne comprend pas non plus les erreurs potentielles de la technique de mesure. Le niveau de sortie de la plupart des générateurs de signaux et de poursuite dérive en fonction du temps et de la température, et le gain de beaucoup d'amplificateurs dérive lorsque la température varie. Il est impératif que ces sources d'erreurs soient maintenues à un niveau négligeable, ou soient corrigées lors des mesures, faute de quoi l'emplacement ne satisfait pas aux critères d'acceptabilité uniquement pour des raisons liées aux instruments.

Tableau L.1 – Bilan d'erreur

Cause d'erreur	Méthode de mesure	
	Méthode discrète dB	Méthode par balayage de fréquence dB
Facteur d'antenne (émission)*	± 1	± 1
Facteur d'antenne (réception)*	± 1	± 1
Voltmètre	0	$\pm 1,6^{**}$
Affaiblisseur	± 1	0
Imperfections de l'emplacement	± 1	± 1
Totaux	± 4	$\pm 4,6$
* Aux fréquences supérieures à 800 MHz, les erreurs de facteur d'antenne peuvent approcher $\pm 1,5$ dB.		
** Extrait du manuel d'utilisation.		

Annex L (informative)

Basis for 4 dB site acceptability criterion (subclause 5.6)

L.1 General

This annex shows the basis for the acceptability criterion of ± 4 dB for the normalized site attenuation measurements required in 5.6.6.

L.2 Error analysis

The error analysis in table L.1 applies to the normalized site attenuation measurement methods given in 5.6.6. The total estimated errors are the basis for the ± 4 dB site acceptability criterion consisting of approximately 3 dB measurement uncertainty and an additional allowable 1 dB for site imperfections.

The error budget in table L.1 does not include uncertainties in the amplitude stability of the signal generator, tracking generator, or any amplifiers that may be used, nor does it include the potential errors in measurement technique. The output level of most signal and tracking generators will drift with time and temperature, and the gain of many amplifiers will drift as temperature changes. It is imperative that these sources of error be held to an insignificant amount or corrected in making the measurements, otherwise the site may fail to meet the acceptability criterion due to instrumentation problems alone.

Table L.1 – Error budget

Error item	Measurement method	
	Discrete method	Sweep frequency method
	dB	dB
Antenna factor (Tx)*	± 1	± 1
Antenna factor (Rx)*	± 1	± 1
Voltmeter	0	$\pm 1,6^{**}$
Attenuator	± 1	0
Site imperfections	± 1	± 1
Totals	± 4	$\pm 4,6$
* At frequencies above 800 MHz, AF errors may approach $\pm 1,5$ dB.		
** From the operating instructions.		

En prenant pour exemple les instructions d'utilisation de certains analyseurs de spectre automatiques, si tout est fait pour éliminer ou compenser autant que possible chacune des erreurs potentielles, les erreurs d'amplitude résiduelles sont:

- 1) $\pm 0,2$ dB d'incertitude de l'étalonnage,
- 2) $\pm 1,0$ dB de linéarité de la réponse en fréquence,
- 3) $\pm 1,0$ dB pour la commutation de l'affaiblisseur d'entrée,
- 4) $\pm 0,4$ dB d'incertitude sur le gain RF et en fréquence intermédiaire.

Cela donne une erreur potentielle totale de $\pm 2,6$ dB. Cela ne comprend pas la dérive en température de $\pm 0,05$ dB/K. Dans la pratique, lorsqu'on effectue des mesures de type par substitution, les erreurs associées à la linéarité de la réponse en fréquence et à la commutation de l'affaiblisseur d'entrée sont en général 1 dB plus faibles, et la bande d'erreur totale de l'analyseur de spectre, utilisé en voltmètre à deux bornes, est donc de $\pm 1,6$ dB ou meilleure, valeur utilisée au tableau L.1.

Beaucoup d'affaiblisseurs ont une précision absolue très inférieure, mais certains affaiblisseurs sont meilleurs. Le bilan d'erreur total peut donc être augmenté ou diminué pour les mesures discrètes. Si un affaiblisseur externe est utilisé avec l'analyseur de spectre automatique dans les mesures par balayage de fréquence, ce bilan d'erreur est également augmenté.

Ces bilans d'erreur ne tiennent pas compte des erreurs de dérive dans le temps et en température du gain, du niveau de sortie, ou de la réponse en amplitude des appareils d'essai. De telles erreurs peuvent exister et des précautions doivent être prises pour les éviter en effectuant les mesures le plus rapidement possible.

Dans la pratique, les erreurs prises en compte ci-dessus sont rarement toutes dans le même sens. Un emplacement bien construit et bien situé peut satisfaire au critère des ± 4 dB, tout en présentant une variation d'anomalie de l'emplacement supérieure à ± 1 dB par rapport à la situation idéale.

From the operating instructions for some automatic spectrum analyzers, for example, if everything is done to remove or compensate every potential error as much as possible the remaining amplitude errors are:

- 1) $\pm 0,2$ dB calibrator uncertainty,
- 2) $\pm 1,0$ dB frequency response flatness,
- 3) $\pm 1,0$ dB input attenuator switching,
- 4) $\pm 0,4$ dB RF and IF gain uncertainty.

This gives a total potential error of $\pm 2,6$ dB. This does not include $\pm 0,05$ dB/K temperature drift. In practice, when performing substitution type measurements the errors associated with the frequency response flatness and input attenuator switching are usually 1 dB less, so that the total error band for the spectrum analyzer as a two-terminal voltmeter is $\pm 1,6$ dB or less, which is used in table L.1.

Many attenuators have far poorer absolute accuracy, but some are better. The total error budget could thus be increased or decreased in the discrete measurements. If an external attenuator is used with the automatic spectrum analyzer in the swept frequency measurements this error budget is also increased.

These error budgets do not contain errors from time and temperature induced drifts of the gains, output levels, or amplitude responses of the test equipment. Such errors may exist and steps shall be taken to avoid them by making the measurements as rapidly as possible.

In practice, the errors accounted for above seldom are all in the same direction. Meeting the ± 4 dB criterion for a well constructed and located site may actually allow more than ± 1 dB site anomaly variation from ideal.

Annexe M (informative)

Construction des boîtiers de couplage pour injection de courant dans la gamme de fréquences de 0,15 MHz à 30 MHz (paragraphe 5.8)

M.1 Boîtier de couplage de type A, pour entrée coaxiale d'antenne

Le schéma et la construction sont similaires au boîtier de type A illustré en figure 44, sauf que la valeur d'inductance est de 280 μ H.

Construction de l'inductance de 280 μ H:

- Noyau: deux anneaux de ferrite, matériau 4C6 ou équivalent, rassemblés, dimensions: 36 mm de diamètre extérieur, 23 mm de diamètre intérieur, 30 mm d'épaisseur.
- Enroulement: 28 tours de câble coaxial miniature à blindage intégral, par exemple UT-34, diamètre du conducteur 0,9 mm, à gaine isolante extérieure plastique de 1,5 mm de diamètre extérieur.

M.2 Boîtier de couplage de type M, pour câble d'alimentation

Le schéma et la construction sont similaires au boîtier de type M illustré en figure 45, sauf que les deux inductances sont de 560 μ H chacune et $C_1 = 0,1 \mu$ F et $C_2 = 0,47 \mu$ F.

Construction de l'inductance de 560 μ H:

- Noyau: deux anneaux de ferrite, matériau 4C6 ou équivalent, rassemblés, dimensions: 36 mm de diamètre extérieur, 23 mm de diamètre intérieur, 30 mm d'épaisseur.
- Enroulement: 40 tours de fil de cuivre isolé, de 1,5 mm de diamètre extérieur.

M.3 Boîtier de couplage de type L, pour câble de haut-parleur

Le schéma et la construction sont similaires au boîtier de type L illustré en figure 46, avec les deux inductances séparées de 560 μ H chacune et $C_1 = 47$ nF et $C_2 = 0,22 \mu$ F.

Construction de l'inductance de 560 μ H:

- Noyau: un anneau de ferrite, matériau 4C6 ou équivalent, dimensions: 36 mm de diamètre extérieur, 23 mm de diamètre intérieur, 15 mm d'épaisseur.
- Enroulement: 56 tours de fils de cuivre isolé au vernis de 0,4 mm de diamètre.

NOTE Caractéristiques du matériau ferrite magnétique de type 4C6:

Perméabilité relative initiale μ_i	= 120
Facteur de perte $\text{tg} \delta / \mu_i$	< 40 à 2 MHz, < 100 à 10 MHz
Résistivité ρ	= 10 $\text{k}\Omega\text{m}$

Annex M (informative)

Construction of the coupling units for current injection for the frequency range 0,15 MHz to 30 MHz (subclause 5.8)

M.1 Coupling unit type A for coaxial antenna input

The circuit diagram and construction are similar to the type A unit shown in figure 44, except that the inductance value is 280 μH .

Construction of the 280 μH inductor:

- Core: two ferrite rings, material 4C6 or equivalent, placed together, dimensions 36 mm outer diameter, 23 mm inner diameter, 30 mm thick.
- Winding: 28 turns of a fully screened miniature coaxial cable, e.g. UT-34, wire diameter 0,9 mm, with an outer insulation plastic tubing of 1,5 mm outer diameter.

M.2 Coupling unit type M, for mains leads

The circuit diagram and construction are similar to the type M unit shown in figure 45, except that the two inductors are 560 μH each, and $C_1 = 0,1 \mu\text{F}$ and $C_2 = 0,47 \mu\text{F}$.

Construction of the 560 μH inductor:

- Core: two ferrite rings, material 4C6 or equivalent, placed together, dimensions 36 mm outer diameter, 23 mm inner diameter, 30 mm thick.
- Winding: 40 turns of insulated copper wire, 1,5 mm outer diameter.

M.3 Coupling unit type L, for loudspeaker leads

The circuit diagram and construction are similar to the type L unit shown in figure 46 with two separate inductors of 560 μH each and $C_1 = 47 \text{ nF}$ and $C_2 = 0,22 \mu\text{F}$.

Construction of each 560 μH choke:

- Core: one ferrite ring, material 4C6 or equivalent, dimensions 36 mm outer diameter, 23 mm inner diameter, 15 mm thick.
- Winding: 56 turns of varnish insulated copper wires, 0,4 mm diameter.

NOTE Characteristics of magnetic ferrite type 4C6:

Relative initial permeability	μ_i	= 120
Loss factor	$\text{tg} \delta / \mu_i$	< 40 at 2 MHz, < 100 at 10 MHz
Resistivity	ρ	= 10 k Ωm

M.4 Boîtier de couplage de type Sw, pour signaux basse fréquence

Le schéma et la construction sont similaires au boîtier de type Sw illustré en figure 47, sauf qu'il incorpore l'inductance de 280 μH décrite à l'article M.1. Le câble blindé peut être du type basse fréquence et son diamètre ne doit pas dépasser 2,1 mm.

NOTE Le boîtier de couplage de type A décrit à l'article M.1 peut être utilisé dans ce cas, si les deux câbles de signaux stéréophoniques de l'appareil en essai sont connectés ensemble.

M.5 Boîtier de couplage de type Sw, pour signaux basse fréquence, vidéo, et de commande

Le schéma et la construction sont similaires au boîtier de type Sw illustré en figure 48, sauf qu'il incorpore les deux inductances de 560 μH construites tel qu'indiqué à l'article M.2. Le câble à trois conducteurs doit avoir un diamètre extérieur ne dépassant pas 1,5 mm. Ceci peut être obtenu en utilisant deux câbles coaxiaux miniatures de type UT-20 (diamètre de 0,6 mm) et un fil de cuivre isolé au vernis de 0,3 mm de diamètre.

M.4 Coupling unit type Sw, for audio-frequency signals

The circuit diagram and construction are similar to the type Sw unit shown in figure 47, except with the 280 μH inductor described in clause M.1. The screened cable may be an audio-frequency type, and its diameter shall be not larger than 2,1 mm.

NOTE The type A coupling unit described in M.1 may be used for this purpose, if the two stereo signal cables of the equipment under test are connected together.

M.5 Coupling unit type Sw, for audio, video, and control signals

The circuit diagram and construction are similar to the type Sw unit shown in figure 48, except with two 560 μH inductors constructed as described in clause M.2. The cable with three conductors shall have an outer diameter not larger than 1,5 mm. This may be achieved using two micro-coaxial cables type UT-20 (0,6 mm diameter) and a varnish insulated copper wire of 0,3 mm diameter.

Annexe N (informative)

Principe de fonctionnement et exemples de boîtiers de couplage pour les mesures d'immunité aux courants conduits (paragraphe 5.8)

N.1 Principe de fonctionnement

Le principe de fonctionnement est illustré à la figure 49. L'inductance L présente une haute impédance au courant perturbateur injecté. Le filtre L/C_2 isole l'appareil d'essai (générateur de signal ou appareil auxiliaire); C_1 et C_2 peuvent être remplacés par un court-circuit si les conditions courant alternatif/courant continu le permettent. Le signal perturbateur fourni par un générateur ayant une résistance interne de $50\ \Omega$ est injecté par une résistance de $100\ \Omega$, R_1 et un condensateur de blocage C_1 (si nécessaire) sur les conducteurs ou sur le blindage d'un câble coaxial.

N.2 Types de boîtiers et construction

Les types de boîtiers de couplage suivants sont utilisés:

- Type A: Les boîtiers coaxiaux RF sont utilisés pour les conducteurs coaxiaux transportant les signaux utiles dans la gamme de fréquences RF. Les détails de construction sont donnés à la figure 44. La résistance de $100\ \Omega$ (pour constituer l'impédance de source de $150\ \Omega$ à partir de la source de signal perturbateur de $50\ \Omega$) est reliée au blindage du connecteur coaxial de sortie du boîtier.
- Type M: Ces boîtiers sont destinés à être utilisés avec des câbles d'alimentation. Les détails de construction sont donnés à la figure 45. L'injection du courant perturbateur s'effectue asymétriquement sur les deux conducteurs par une résistance équivalente de $100\ \Omega$. Ce boîtier ressemble à un réseau fictif en delta et présente, vu des bornes de l'appareil en essai, une impédance résistive équivalente symétrique et asymétrique de $150\ \Omega$.
- Type L: Ces boîtiers sont destinés à être utilisés avec les fils de haut-parleurs. Les détails de construction sont donnés à la figure 46. L'impédance de la source de perturbations est obtenue de la même façon que pour les boîtiers de type M.
- Type Sr et Sw: Ces boîtiers sont destinés à être utilisés avec des câbles basse fréquence, vidéo et autres câbles auxiliaires. Ce sont des boîtiers multibroches devant être adaptés à une grande diversité de nombres de broches et de configurations de connecteurs, comme suit:
- Type Sw: Ces boîtiers réalisent une voie de passage pour des signaux basse fréquence, vidéo, de commande ou autre. Dans ce dernier cas, un filtrage est nécessaire pour s'assurer que le signal perturbateur est dirigé vers l'appareil en essai. Les détails de construction donnés à la figure 47 indiquent le filtrage simple réalisé pour les signaux basse fréquence par une paire de conducteurs blindés enroulés sur un tore. Dans le cas des câbles multiconducteurs, il peut être nécessaire, pour des raisons liées à la construction, de séparer les conducteurs du câble avant enroulement sur un tore (voir figure 48). Dans les deux cas, le courant perturbateur est injecté par une résistance de $100\ \Omega$ sur le blindage et les broches de masse du connecteur de sortie, les blindages des câbles blindés et, à travers un condensateur sur les autres conducteurs (non blindés).

Annex N (informative)

Principle of operation and examples of coupling units for conducted current immunity measurements (subclause 5.8)

N.1 Principle of operation

The principle of operation is illustrated in figure 49. The inductance L presents a high impedance to the injected disturbance current. The filter L/C_2 isolates the test apparatus (wanted signal generator or auxiliary equipment); C_1 and C_2 may be replaced by a short circuit if the a.c/d.c. conditions permit. The disturbance signal delivered from a generator with $50\ \Omega$ internal resistance is injected via a $100\ \Omega$ resistor R_1 and a blocking capacitor C_1 (if required) on to the leads or on to the shield of a coaxial cable.

N.2 Types of unit and their construction

The following types of coupling units are used:

- Type A: The RF coaxial units are to be used for coaxial leads carrying wanted signals in the RF frequency range. The construction details are shown in figure 44. The $100\ \Omega$ resistor (to make up the $150\ \Omega$ source impedance from a $50\ \Omega$ interference signal source) is bonded to the shield of the coaxial output connector in the unit.
- Type M: These are for use with mains leads. The construction details are shown in figure 45. The injection of the disturbance current is done asymmetrically on both wires through an equivalent resistance of $100\ \Omega$. This unit is like an artificial mains delta network and presents, as seen from the equipment under test terminals, a symmetrical and asymmetrical equivalent resistive impedance of $150\ \Omega$.
- Type L: These are for use with loudspeaker leads. The construction details are shown in figure 46. The impedance of the disturbance source is arranged as for Type M units.
- Type Sr and Sw: These are designed for use with audio, video and other auxiliary leads. They are multi-pin units which have to be adapted to a variety of pin numbers and connector configurations, as follows:
- Type Sw: These units provide a through path for audio, video, control or other signals, in which case filtering is required to ensure that the disturbance signal is directed towards the equipment under test. The construction details shown in figure 47, indicate the simple filtering provided for audio signals with a screened pair wound on a toroid. In the case of multi-lead cables it may be necessary, for construction reasons, to separate the cable leads before winding upon a toroid shown in figure 48. In both cases the disturbance current is injected via a $100\ \Omega$ resistor on to the screen and the earth pins of the output connector, the screens of the shielded leads, and through capacitor on to the other (unshielded) leads.

Type Sr: Ces boîtiers sont conçus pour le cas où une voie de passage de signaux n'est pas exigée. Tous les conducteurs du câble sont chargés par une résistante de charge adaptée. Les détails de construction sont donnés à la figure 50. Le courant perturbateur est injecté par une résistance de $100\ \Omega$ sur le blindage (masse) et les broches de masse du connecteur, et toutes les résistances de charge (R_1 à R_n) sont également connectés en ce point. Il convient de noter que les boîtiers de couplage, du type indiqué aux figures 47 et 48, chargés par une impédance de charge correcte peuvent être également utilisés à ces fins.

Si l'impédance de source du générateur de perturbations n'est pas de $50\ \Omega$, la valeur de la résistance série est choisie en conséquence pour obtenir l'impédance requise de $150\ \Omega$.

Les inductances d'arrêt RF illustrées dans les figures 44 à 50 ont des valeurs de $30\ \mu\text{H}$ ou deux fois $60\ \mu\text{H}$ en parallèle et donnent satisfaction pour la gamme de fréquences de 1,5 MHz à 150 MHz. Pour la gamme de fréquences de 0,15 MHz à 30 MHz, les valeurs d'inductance sont de $280\ \mu\text{H}$ ou deux fois $560\ \mu\text{H}$ en parallèle respectivement. L'annexe M décrit leur construction.

Il faut prendre certaines précautions pour l'implantation afin d'obtenir une capacité parasite aux bornes de sortie des boîtiers aussi faible que possible. Il convient de noter que les boîtiers métalliques doivent être soigneusement connectés au plan de masse en utilisant une tresse de cuivre de forte section et des boîtiers non peints.

Type Sr: These are designed for the case where there is no requirement to provide a through signal path. All leads of the cable are terminated with a matched load resistance. The construction details are shown in figure 50. The disturbance current is injected via a $100\ \Omega$ resistor on to the screen (earthing) and the earth pins of the connector, to which point all the load resistors (R_1 to R_n) are connected also. It should be noted that a coupling unit of the type indicated in figures 47 or 48 terminated with a correct load impedance could be used for this purpose.

If the source impedance of the disturbance generator is not $50\ \Omega$, the value of the series resistor is adjusted accordingly to make up the required $150\ \Omega$ impedance.

The RF choke coils shown in figures 44 to 50 have inductance values $30\ \mu\text{H}$ or $2 \times 60\ \mu\text{H}$ in parallel and are satisfactory for the frequency range 1,5 MHz to 150 MHz. For the frequency range 0,15 MHz to 30 MHz, the inductance values are $280\ \mu\text{H}$ or $2 \times 560\ \mu\text{H}$ in parallel respectively. Annex M describes their construction.

Precautions have to be taken in the layout in order to keep parasitic capacitance to the output terminals of the units as low as possible. It should be noted that the metal cases of the units are to be carefully connected to the ground plane using large section copper braid and unpainted cases.

Annexe O (normative)

Paramètres des antennes à large bande

O.1 Introduction

Comme on utilise de nouvelles antennes améliorées, associées à des récepteurs à balayage ou à des analyseurs de spectre, pour effectuer des mesures de rayonnement et d'immunité dans des bandes de fréquences larges, il est très utile de donner les paramètres spécifiques qui peuvent être utilisés pour comparer les caractéristiques et les utilisations de ces antennes à large bande. Plusieurs publications du CISPR spécifient des antennes particulières à utiliser pour effectuer les mesures. Au-dessus de 80 MHz on mentionne principalement les doublets demi-onde accordés. Généralement d'autres types d'antennes, normalement à large bande, peuvent être utilisés à condition que les résultats soient équivalents à ceux obtenus avec l'antenne spécifiée. La liste des paramètres appropriés aide à la comparaison entre ces antennes à large bande et les antennes spécifiées ou d'autres antennes à large bande. On doit spécifier ces paramètres dans toute contribution du CISPR recommandant l'utilisation d'une nouvelle antenne. Les fabricants d'antennes peuvent également utiliser cette information comme guide pour spécifier les aspects les plus utiles des antennes à large bande utilisées pour les mesures de perturbation. Il n'est cependant pas dans les intentions du CISPR de montrer une préférence pour un type particulier d'antenne à large bande par rapport aux doublets accordés.

O.2 Paramètres des antennes à large bande

Les antennes à large bande utilisées pour les mesures du CISPR sont les antennes polarisées linéairement et sont destinées à être utilisées dans une bande de fréquences large, malgré la limitation de la gamme d'accord ou le fait que des éléments peuvent être ajoutés ou retirés. L'impédance de telles antennes comporte habituellement une partie réelle et une partie imaginaire. Les autres paramètres qui peuvent être spécifiés sont donnés ci-dessous.

O.2.1 Type d'antenne

Les paramètres suivants décrivent les caractéristiques physiques qu'il convient de fournir pour des antennes à large bande. A noter que certains paramètres peuvent ne pas s'appliquer à toutes les antennes.

O.2.1.1 Style d'antenne de longueur ou diamètre fixe ou variable

Si l'antenne a une longueur variable, spécifier le nombre de sections que l'on peut ajouter ou retirer afin de modifier la longueur fixe de base.

NOTE Les antennes entièrement accordables ne sont pas considérées comme des antennes à large bande et, par conséquent, ne sont pas spécifiées ici. Le diamètre des antennes cadres n'est généralement pas variable.

O.2.1.2 Rapport largeur-profondeur ou diamètre du cadre

Donner les dimensions en mètres. Par exemple, pour une antenne log-périodique, il convient de donner la longueur de la partie centrale dans l'axe de mesure et la largeur du plus grand élément.

Annex O (normative)

Parameters of broadband antennas

O.1 Introduction

As new and improved antennas are used in making both radiated emission and immunity measurements over wide frequency ranges using scanning receivers or spectrum analyzers, it is very helpful to provide specific parameters that can be used in comparing the attributes and usefulness of such broadband antennas. Various CISPR publications specify particular antennas to be used in making measurements. Tuned half-wave resonant dipoles are most notably mentioned above 80 MHz. Generally, other types of antennas, normally broadband in nature, can be used provided the results are equivalent to those obtained with the specified antenna. The comparison of these broadband antennas to the specified antennas or to other broadband antennas will be aided by listing appropriate parameters. These parameters shall be specified as part of any CISPR contribution recommending new antenna usage. Antenna manufacturers shall also use this information as guidance in specifying the most useful aspects of broadband antennas used in making interference measurements. It is not the intent of CISPR, however, to show a preference for any particular broadband antenna over that for tuned dipoles.

O.2 Broadband antenna parameters

Broadband antennas used for CISPR measurements are those antennas that are linearly polarized and are intended for use over a wide frequency range. This does not prevent the use of antennas with limited length adjustment nor the addition of antenna element sections. The impedance of such antennas are typically comprised of both real and imaginary impedances. Other parameters that can be specified are contained below.

O.2.1 Antenna type

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

O.2.1.1 Antenna style of fixed or variable length or diameter

If the antenna has a variable length, specify the number of sections that are added or subtracted to change the basic fixed length.

NOTE Fully tunable antennas are not considered to be broadband and hence would not be specified herein. The diameter of loop antennas are generally not variable.

O.2.1.2 Depth to width ratio or loop diameter

Provide dimension in metres. For a log periodic array, for example, the length of the boom along the measurement axis and the width of the largest element would be provided.

O.2.1.3 Antenne active ou passive

Une antenne à large bande est considérée comme une antenne active si elle comporte des amplificateurs, des préamplificateurs, et d'autres dispositifs actifs non linéaires qui amplifient le signal et/ou corrigent la réponse en fréquence.

O.2.1.4 Disposition de montage

Donner toute exigence spéciale de montage en plus de celles qui peuvent être remplies à l'aide d'un trépied typique ou d'un positionneur d'antenne.

O.2.1.5 Type de connecteur

Spécifier le type: BNC, N, SMA, etc., selon le cas.

O.2.1.6 Type de symétriseur

Spécifier si le symétriseur est discret, distribué, accordable, etc.

O.2.2 Spécification de l'antenne

Q.2.2.1 Gamme de fréquences

Spécifier la gamme de fréquences, en mégahertz ou en kilohertz, dans laquelle l'antenne fonctionne avec les caractéristiques données. Spécifier également la décroissance, si elle existe, des caractéristiques, à chaque extrémité de la gamme (en décibels par octave).

O.2.2.2 Gain et facteur d'antenne

O.2.2.2.1 Gain

Spécifier le gain typique ou le gain réel, en décibels par rapport à l'antenne isotrope (dBi).

O.2.2.2.2 Facteur d'antenne

Spécifier le facteur d'antenne typique ou réel en décibels par mètre.

Il convient de mesurer le gain et le facteur d'antenne en utilisant la procédure d'étalonnage donnée en O.2.3.1.

O.2.2.3 Directivité et diagramme pour une polarisation linéaire

Spécifier le diagramme d'antenne et la directivité en degrés, par un tracé en coordonnées polaires dans les deux plans E et H. Pour les antennes moins directives, spécifier le rapport avant/arrière en décibels. Indiquer si l'antenne est omnidirectionnelle.

O.2.2.4 Rapport d'ondes stationnaires et impédance

Indiquer le rapport d'ondes stationnaires maximal et l'impédance nominale en ohms.

O.2.2.5 Caractéristiques des antennes actives

Pour les antennes avec amplificateur, spécifier les niveaux des produits d'intermodulation, le niveau d'immunité aux champs électrique et magnétique extérieurs et toute vérification appropriée permettant de déterminer une surcharge ou un fonctionnement anormal.

O.2.2.6 Puissance maximale

Pour l'utilisation en mesure d'immunité spécifier la puissance maximale permanente et transitoire en watts.

O.2.1.3 Active or passive antenna

A broadband antenna is considered an active antenna if it contains amplifiers, preamplifiers, and other non-linear active devices which amplify the signal and or shape the frequency response.

O.2.1.4 Mounting arrangement

Provide any special mounting requirements beyond those which can be accommodated by a typical tripod or antenna positioner.

O.2.1.5 Connector type

Specify BNC, N, SMA, etc. as appropriate.

O.2.1.6 Balun type

Specify if balun is discrete, distributed, tunable, etc.

O.2.2 Specification of the antenna

O.2.2.1 Frequency range

Specify the frequency range in megahertz or kilohertz where the antenna operates within its characteristics. If there is a defined fall-off characteristic in decibels per octave at either end of the range, so specify.

O.2.2.2 Gain and antenna factor

O.2.2.2.1 Gain

Specify typical or actual gain in decibels relative to an isotropic radiator (dBi).

O.2.2.2.2 Antenna factor

Specify typical or actual antenna factor in decibels per metre.

Both gain and antenna factor should be measured using the calibration procedure in O.2.3.1.

O.2.2.3 Directivity and pattern for linearity polarization

Specify antenna pattern and directivity in degrees with a polar plot in both the E and H planes. For less directional antennas, specify the front-to-back ratio in decibels. If omnidirectional, so state.

O.2.2.4 VSWR and impedance

Indicate the maximum VSWR and nominal input impedance in ohms.

O.2.2.5 Active antenna performance

For antennas with active amplified gain, specify the intermodulation product levels, its electric and magnetic field strength immunity level from outside disturbances, and any appropriate check to determine overload or improper operation.

O.2.2.6 Power handling

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

O.2.2.7 Autres conditions

Spécifier les gammes de température et d'humidité dans lesquelles l'antenne doit fonctionner ainsi que toutes les précautions nécessaires pour une utilisation en espace non protégé exposé aux conditions climatiques extérieures.

O.2.3 Etalonnage de l'antenne

O.2.3.1 Méthode d'étalonnage pour la mesure des émissions

Indiquer la méthode utilisée pour l'étalonnage, c'est-à-dire:

- a) par le calcul (indiquer la formule utilisée);
- b) par la mesure (indiquer la méthode ou la norme utilisée ou la traçabilité dans un laboratoire national d'étalonnage et si les antennes sont étalonnées individuellement).

NOTE Pour les mesures d'immunité, l'étalonnage du champ est généralement effectué en utilisant une antenne auxiliaire étalonnée, située à la place de l'appareil à mesurer. Par conséquent, il n'est pas nécessaire d'étalonner l'antenne d'émission.

O.2.3.2 Intervalle de fréquence

Indiquer les fréquences, en mégahertz ou en kilohertz, utilisées au cours de la procédure d'étalonnage; indiquer si une procédure par balayage en fréquence est utilisée.

O.2.3.3 Précision de l'étalonnage

Spécifier la précision nominale de l'étalonnage en $\pm$ décibels. Indiquer la valeur de la précision dans le cas le plus défavorable et la partie de la bande de fréquences correspondante.

O.2.3.4 Corrélation avec les antennes préférentielles ou les antennes spécifiées

Si l'antenne est destinée à être substituée à une antenne préférentielle ou à une antenne spécifiée citée dans une publication du CISPR, indiquer tous les facteurs de corrélation, en décibels, permettant de ramener les résultats obtenus avec l'antenne large bande à ceux obtenus avec l'antenne préférentielle ou avec l'antenne spécifiée. Indiquer également tout facteur de conversion utilisé pour permettre une conversion à partir de la valeur du champ magnétique ou réciproquement, ou pour toute autre conversion d'unité de mesure autre que celle du champ rayonné.

O.2.3.5 Unités

Spécifier l'étalonnage dans les unités nécessaires pour effectuer des mesures de champ magnétique ou de champ électrique en émission.

O.2.4 Informations pour les utilisateurs de l'antenne

O.2.4.1 Utilisation de l'antenne

Fournir des directives pour l'utilisation de l'antenne. S'assurer que toutes les précautions ou les limitations spécifiques sont mentionnées afin de réduire les risques d'une mauvaise utilisation.

O.2.4.2 Limitations physiques

Indiquer s'il existe des limitations physiques pour l'utilisation de l'antenne, telles que les suivantes:

- a) hauteur minimale au-dessus du plan de sol;
- b) polarisation préférentielle par rapport au plan de sol;

O.2.2.7 Other conditions

Specify the temperature and humidity range in which the antenna must operate and any precautions if used in an unprotected area exposed to the weather.

O.2.3 Antenna calibration

O.2.3.1 Method of calibration for emission measurements

Identify the method used for calibration, i.e.:

- a) calculated (indicate formula used);
- b) measured (specify the method or standard used or the traceability to national calibration laboratory, and whether antennas are calibrated individually).

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

O.2.3.2 Frequency interval

Indicate the frequencies in megahertz or kilohertz used during the calibration process; if a swept frequency procedure is used, so state.

O.2.3.3 Accuracy of calibration

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

O.2.3.4 Correlation with preferred or specified antennas

If the antenna is to be substituted for a preferred or specified antenna cited in a CISPR publication, indicate all correlation factors in decibels to equate the broadband antenna results to those of the preferred or specified antenna. Also indicate any conversion factor used to convert from the magnetic field intensity or vice versa or for any other conversion to a measurement unit other than a field strength quantity.

O.2.3.5 Units

Specify calibration in units that are necessary to make magnetic or electric field strength emission measurements.

O.2.4 Antenna user information

O.2.4.1 Antenna use

Provide a description of the use of the antenna. Ensure that any special precautions or limitations are cited to reduce the chance of misuse.

O.2.4.2 Physical limitations

Indicate if there are any physical limitations in using the antenna such as the following:

- a) minimum height above the ground plane;
- b) preferred polarization with respect to the ground plane;

- c) utilisation spéciale, c'est-à-dire utilisation en antenne de réception ou en antenne d'émission uniquement. Normalement l'antenne est limitée par la puissance maximale admissible du symétriseur pour les antennes passives ou les caractéristiques non bidirectionnelles des antennes actives;
- d) simple vérification ohmique pour déterminer l'intégrité de la continuité électrique de l'antenne;
- e) distance minimale entre l'appareil à mesurer et l'élément de l'antenne le plus proche.

IECNORM.COM Click to view the full PDF of CISPR 16-1:1999

- c) special use, i.e. use as a receive antenna or a transmit antenna only. Normally, this is limited to the power handling capability of the balun for passive antennas or the non-bidirectional characteristics for active antennas;
- d) simple ohmic check to determine continuity integrity of antenna;
- e) minimum separation of the closest antenna element to the appliance being measured.

IECNORM.COM Click to view the full PDF of CISPR 16-1:1999

Withd2Wm

Annexe P (normative)

Système d'antennes cadres pour la mesure des courants induits par des champs magnétiques dans la gamme de fréquences de 9 kHz à 30 MHz

P.1 Introduction

La présente annexe contient des renseignements et données relatifs au système d'antennes cadres pour mesurer le courant induit dans ce système par le champ magnétique émis par un seul appareil en essai placé en son centre, dans la gamme de fréquences comprise entre 9 kHz et 30 MHz. Les paragraphes 5.5.7 de la présente publication et 2.6.5 du CISPR 16-2 traitent de ce système d'antennes cadres.

Cette annexe décrit la construction du système et la méthode à suivre pour valider les antennes qui le constituent. On donne des facteurs de conversion permettant d'établir la relation entre les données relatives au courant induit par le champ magnétique et les données du champ magnétique que l'on aurait obtenu si l'on avait effectué les mesures sur le même appareil en essai en utilisant une seule antenne cadre, placé à une distance déterminée de cet appareil. Cette dernière méthode est décrite dans l'article 5 de la présente publication.

P.2 Construction du système d'antennes cadres

Le système (voir figure P.1) est constitué de trois antennes de grand diamètre occupant des plans mutuellement perpendiculaires, décrits à l'article P.3, montés sur un support non métallique.

Le câble coaxial de 50 Ω qui relie la sonde de courant de l'une de ces antennes au commutateur coaxial d'une part, et ce commutateur à l'appareil de mesure d'autre part, doit présenter une impédance de transfert inférieure à 10 m Ω /m à 100 kHz, et à 1 m Ω /m à 10 MHz. Un câble coaxial à double tresse RG 223/U, par exemple, répond à cette exigence.

Tous les connecteurs doivent présenter une impédance de transfert comparable à celle du câble coaxial. Cette condition est remplie si l'on utilise, par exemple, des connecteurs type BNC de bonne qualité à bague de verrouillage (voir CEI 60169-8*).

Tous les câbles doivent être munis d'absorbeurs en ferrite (F à la figure P.1) constituant une résistance série en mode commun $R_S > 100 \Omega$ à 10 MHz. Cette condition est remplie si le tore de ferrite est constitué, par exemple, de douze bagues type 3E1 de Ferroxcube (dimensions minimales en millimètres: 29/19/7,5).

P.3 Construction de l'antenne cadre de grand diamètre

Chacune des antennes du système est constituée d'un câble coaxial dont l'impédance de transfert est égale à celle spécifiée en P.2. De plus, la résistance de l'âme de l'antenne doit être suffisamment faible (voir note 1). Ces deux conditions sont remplies si l'on utilise, par exemple, un câble coaxial à double tresse RG 223/U.

* CEI 60169-8:1978, *Connecteurs pour fréquences radioélectriques – Partie 8: Connecteurs coaxiaux pour fréquences radioélectriques avec diamètre intérieur du condenseur extérieur de 6,5 mm (0,256 in) à verrouillage à baïonnette – Impédance caractéristique 50 ohms (type BNC).*

Annex P (normative)

Loop antenna system for magnetic field induced current measurements in the frequency range of 9 kHz to 30 MHz

P.1 Introduction

This annex sets forth information and data concerning the loop antenna system (LAS) to measure the current induced in the LAS by the magnetic field emitted by a single EUT, positioned in the centre of the LAS, in the frequency range of 9 kHz to 30 MHz. Subclauses 5.5.7 of this publication and 2.6.5 of CISPR 16-2 refer to this LAS.

A description of the LAS is given, as well as the method of validation of the antennas of the LAS. Conversion factors are given to relate magnetic field induced current data to magnetic field data which would have been obtained when the same EUT was measured using a single-loop magnetic field antenna positioned at a specified distance from that EUT. The latter measuring method is given in clause 5 of this publication.

P.2 Construction of the loop antenna system (LAS)

The LAS, figure P.1, consists of three mutually perpendicular large-loop antennas (LLAs), described in clause P.3. The entire LAS is supported by a non-metallic base.

A 50 Ω coaxial cable between the current probe of an LLA and the coaxial switch, and between this switch and the measuring equipment, shall have a surface transfer impedance smaller than 10 m Ω /m at 100 kHz and 1 m Ω /m at 10 MHz. This requirement is met when using, for example, double-braided shield RG 223/U coaxial cable.

All connectors shall have a surface transfer impedance comparable with that of the coaxial cable. This requirement is met, for example, when using good quality BNC collet-lock type connectors (see IEC 60169-8*).

All cables shall be equipped with ferrite absorbers, F in figure P.1, providing a common-mode series resistance of $R_s > 100 \Omega$ at 10 MHz. This requirement is met when constructing the ferrite toroid from, for example, 12 rings of type 3E1 from Ferroxcube (minimum size in millimetres: 29 O.D. $\times$ 19 I.D. $\times$ 7,5 Ht).

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

A large-loop antenna (LLA) of the LAS is constructed from coaxial cable of which the surface transfer impedance has been specified in clause P.2. In addition, the resistance of the inner conductor of the LLA shall be sufficiently low (see note 1). Both requirements are met, for example, when using double-braided shield RG 223/U coaxial cable.

* IEC 60169-8:1978, *Radio-frequency connectors – Part 8: RF coaxial connectors with inner diameter of outer conductor 6,5 mm (0,256 in) with bayonet lock – Characteristic impedance 50 ohms (Type BNC).*

Dans l'exemple illustré à la figure P.2, pour maintenir la forme circulaire de l'antenne et pour protéger les fentes, le câble est introduit dans un tube non métallique à paroi fine, de diamètre intérieur d'environ 25 mm. On peut également employer d'autres constructions non métalliques remplissant les mêmes fonctions.

Le diamètre D normalisé de l'antenne est fixé à 2 m. Si nécessaire, notamment dans le cas d'un appareil de grandes dimensions, on peut augmenter la valeur de D . Toutefois, dans la gamme de fréquences jusqu'à 30 MHz, le diamètre maximal admissible est $D = 4$ m. Au-delà de cette valeur, les résonances de la réponse de l'antenne cadre à l'extrémité haute fréquence de la gamme de mesure ne sont plus reproductibles.

Il convient de noter que l'augmentation du diamètre D s'accompagne d'une augmentation proportionnelle de la sensibilité de l'antenne au bruit ambiant, et d'une réduction de la sensibilité aux signaux utiles proportionnelle à D^2 .

Une antenne cadre comporte deux fentes diamétralement opposées, équidistantes de la sonde de courant de celle-ci (voir figure P.2). La largeur de ces fentes, ménagées dans le conducteur extérieur du câble d'antenne coaxial (figure P.3), doit être inférieure à 7 mm. La fente est shuntée par deux paires parallèles de résistances de 100 Ω montées en série. Le centre de chacun de ces shunts est relié à l'âme du câble coaxial.

De part et d'autre de la fente, le conducteur extérieur du câble coaxial peut être soudé à une plaquette de circuit imprimé comportant deux rectangles de cuivre, séparés d'au moins 5 mm, assurant la rigidité de la fente (voir figure P.4).

La sonde de courant placée autour de l'âme du câble d'antenne coaxial doit avoir une sensibilité de 1 V/A dans la gamme de fréquences de 9 kHz à 30 MHz. L'affaiblissement d'insertion de la sonde de courant doit être suffisamment faible (voir note 1).

Le conducteur extérieur de ce câble doit être soudé au boîtier métallique qui renferme la sonde de courant (voir figure P.5). Les dimensions maximales de ce boîtier sont les suivantes: largeur 80 mm, longueur 120 mm, hauteur 80 mm.

NOTE 1 Pour que la courbe de réponse de l'antenne soit plate à l'extrémité inférieure de la gamme de fréquences de 9 kHz à 30 MHz, il convient que l'affaiblissement d'insertion R_c de la sonde de courant soit très inférieur à $2 \pi f L_c$ à $f = 9$ kHz, où L_c représente l'inductance de la sonde de courant. De plus, $(R_c + R_i) \ll X_i = 2 \pi f L$ à 9 kHz, où R_i est la résistance de l'âme du câble de l'antenne cadre et L l'inductance de l'antenne cadre. Cette inductance est d'environ 1,5 μ H/m de circonférence, on obtient donc pour l'antenne cadre normalisée $X_i \approx 0,5 \Omega$ à $f = 9$ kHz.

NOTE 2 Pour éviter les couplages capacitifs indésirables entre l'appareil en essai et le système d'antennes cadres, la distance entre cet appareil et l'une ou l'autre des antennes doit être d'au moins 0,10 fois le diamètre de l'antenne. Il faut prêter une attention particulière à la disposition des câbles de l'appareil en essai. Il convient que les câbles cheminent ensemble et sortent du volume de la boucle dans le même octant de la cellule, et à une distance supérieure à 0,4 m de chacune des antennes cadres (voir figure P.6).

P.4 Validation d'une antenne cadre de grand diamètre

La validation d'une antenne cadre de grand diamètre du système s'effectue par mesure du courant induit dans cette antenne par un dipôle symétrique/dissymétrique (voir article P.5), relié à un générateur RF de 50 Ω . Le champ magnétique émis par ce dipôle permet de vérifier la sensibilité de l'antenne au champ magnétique. Le champ électrique émis par ce même dipôle permet de vérifier si la sensibilité de l'antenne au champ électrique est suffisamment faible.

Le courant induit doit être mesuré en fonction de la fréquence dans la gamme de 9 kHz à 30 MHz pour les huit positions du dipôle, illustrées à la figure P.7. Pendant cette mesure, le dipôle se trouve dans le plan de l'antenne en essai.

Pour chacune des huit positions, le rapport (exprimé en $\text{dB}(\Omega) = 20 \lg (R_1/R_2)$) de la tension en circuit ouvert du générateur RF au courant mesuré ne doit pas s'écarter de plus de ± 2 dB du facteur de validation indiqué à la figure P.8.

To keep the loop in its circular shape and to protect the slit construction, as in the example of figure P.2, the cable is inserted in a thin walled non-metallic tube with inner diameter of approximately 25 mm. Other non-metallic constructions serving the same purposes may be used.

The loop diameter has been standardized to be $D = 2$ m. If necessary, e.g. the case of large EUT, D may be increased. However, in the frequency range up to 30 MHz the maximum allowable diameter is 4 m. Further increase of the diameter would result in non-reproducible resonances of the LAS response at the high-frequency end of the measuring range.

It should be noted that by increasing the diameter, its sensitivity to ambient noise increases proportionally to the diameter, and its sensitivity to wanted signals is inversely proportional with the diameter squared.

An LLA contains two opposite slits, positioned symmetrically with respect to the current probe of the LLA (see figure P.2). Such a slit, made in the outer conductor of the coaxial antenna cable as shown in figure P.3, shall have a width of less than 7 mm. The slit is bridged by two parallel sets of 100 Ω resistors in series. The centre of each series circuit is connected to the inner conductor of the coaxial antenna cable.

At each side of the slit the outer conductor of the coaxial antenna cable may be bonded to a strap of printed circuit board material with two copper rectangles, separated by at least 5 mm, in order to obtain a rigid slit construction (see figure P.4).

The current probe around the inner conductor of the coaxial antenna-cable shall have a sensitivity of 1 V/A over the frequency range of 9 kHz to 30 MHz. The insertion loss of the current probe shall be sufficiently low (see note 1).

The outer conductor of that cable shall be bonded to the metal box containing the current probe (see figure P.5). The maximum dimensions of this box are the following: width 80 mm, length 120 mm and height 80 mm.

NOTE 1 To obtain a flat frequency response of the LLA at the lower end of the frequency range of 9 kHz to 30 MHz, the insertion loss R_c of the current probe should be much smaller than $2 \pi f L_c$ at $f = 9$ kHz, where L_c represents the inductance of the current probe. In addition, $(R_c + R_i) \ll X_i = 2 \pi f L$ at 9 kHz, where R_i is the resistance of the inner conductor of the loop and L is the loop inductance. This inductance is about 1,5 μ H/m of circumference, Hence for the standardized LLA, $X_i = 0,5 \Omega$ at $f = 9$ kHz.

NOTE 2 To avoid unwanted capacitive coupling between the EUT and the LAS, the distance between the EUT and components of the LLA shall be at least 0,10 times the loop diameter. Particular attention must be paid to the leads of an EUT. Cables should be routed together and leave the loop volume in the same octant of the cell, no closer than 0,4 m to any of the LAS-loops (see figure P.6).

P.4 Validation of a large-loop antenna (LLA)

The validation and calibration of a large-loop antenna (LLA) of the loop antenna system is carried out by measuring the current induced in the LLA by the balun-dipole connected to a 50 Ω RF generator, described in clause P.5. The magnetic field emitted by that dipole allows verification of the magnetic field sensitivity of the LLA. The electric field emitted by the balun-dipole shows that the electric field sensitivity of the LLA is sufficiently low.

The induced current shall be measured as a function of frequency in the range of 9 kHz to 30 MHz at the 8 positions of the balun-dipole in figure P.7. During this measurement the balun dipole is in the plane of the LLA under test.

In each of the eight positions, the ratio [expressed in $\text{dB}(\Omega) = 20 \log (R_1/R_2)$] of the open circuit voltage of the RF generator and the measured current shall not deviate more than ± 2 dB from the validation factor given in figure P.8.

Le facteur de validation indiqué à la figure P.8 s'applique à une antenne circulaire de diamètre normalisé $D = 2$ m. Si ce diamètre est différent, le facteur de validation peut être calculé d'après les figures P.8 et P.11 (article P.6).

P.5 Construction du dipôle symétrique/dissymétrique

Le dipôle symétrique/dissymétrique (figure P.9), est conçu pour émettre en même temps un champ magnétique que doit mesurer l'antenne, et un champ électrique qu'elle doit rejeter.

Le dipôle est constitué d'un câble coaxial RG 223/U. Sa largeur W est de 150 cm et sa hauteur H de 10 cm (distance mesurée de centre à centre du câble), comme illustré à la figure P.9.

Une fente ménagée dans le conducteur extérieur du câble coaxial divise le dipôle en deux moitiés. L'une d'elles, la moitié de droite sur la figure P.9, est court-circuitée à proximité de la fente ainsi qu'à proximité du connecteur. On entend par là que le conducteur extérieur et l'âme sont soudés l'un à l'autre. Cette moitié est reliée à la masse de référence du connecteur de type BNC. L'âme du câble coaxial qui forme la moitié de gauche du dipôle illustré à la figure P.9 est reliée à la broche centrale du connecteur, et son conducteur extérieur à la masse de référence de ce connecteur.

Un petit boîtier métallique assure le blindage des connexions au voisinage du connecteur du dipôle. Le conducteur extérieur des deux moitiés du câble coaxial est soudé à ce boîtier, de même que la masse de référence du connecteur BNC.

Pour la rigidité de l'ensemble, le dipôle est monté sur un support non métallique.

P.6 Facteurs de conversion

Le présent article traite du facteur qui permet de convertir le courant I induit dans une antenne de grand diamètre par l'appareil en essai en un champ magnétique de valeur H , à une distance spécifiée de l'appareil (voir figure P.10). Il traite en outre du facteur qui permet de convertir le courant mesuré dans une antenne cadre de diamètre non normalisé, en un courant comparable à celui qui aurait pu être mesuré à l'aide d'une antenne cadre de diamètre normalisé $D = 2$ m (voir figure P.11).

Le facteur de conversion indiqué à la figure P.10 s'applique à une source de champ magnétique placée au centre de l'antenne, et dont le moment dipolaire est perpendiculaire au plan de cette antenne. Il convient de noter que, pour les antennes cadres spécifiées en 5.5.2, l'antenne est toujours placée dans un plan vertical, et que l'appareil en essai peut pivoter uniquement sur son axe vertical. Dans ce cas, donc, seuls peuvent être mesurés les moments dipolaires horizontaux, autrement dit les moments parallèles au plan du sol. Par conséquent, dans le cas d'un moment dipolaire vertical, le facteur de conversion ne peut être utilisé pour comparer les résultats produits par les deux méthodes de mesure. Ce facteur peut toutefois être utilisé lorsque, si l'on applique la méthode de mesure du champ magnétique, l'antenne est placée sur un plan horizontal, ou lorsque, avec cette méthode, on incline l'appareil en essai sur 90° , de sorte que le moment dipolaire vertical correspondant devient horizontal.

Si la position réelle d'une source de perturbations à l'intérieur d'un appareil en essai se trouve à moins de 0,5 m du centre du système d'antennes normalisées, les résultats de mesure s'écartent de moins de 3 dB de ceux obtenus lorsque cette source est centrée.

The validation factor given in figure P.8 is valid for a circular LLA with a standardized diameter $D = 2$ m. If the diameter of a circular LLA differs from $D = 2$ m, the validation factor for the non-standardized LLA can be derived from the data given in figures P.8 and P.11 (clause P.6).

P.5 Construction of the balun-dipole

The balun-dipole, figure P.9, has been designed to emit simultaneously a magnetic field, which should be measured by the LLA, and an electric field, which should be rejected by the LLA.

The balun-dipole is constructed from RG 223/U coaxial cable. It has a width $W = 150$ cm and a height $H = 10$ cm (cable centre to cable centre distances), as depicted in figure P.9.

A slit in the outer conductor of the coaxial cable divides the dipole in two halves. One half of this dipole, the right-hand half in figure P.9, is short-circuited near the slit as well as near the connector. Short-circuited means that the inner and outer conductors of the coaxial cable are electrically bonded together. This half is connected to the reference-ground of the BNC connector. The inner conductor of the coaxial cable, forming the left-hand half of the dipole in figure P.9, is connected to the centre-pin of the BNC connector and its outer conductor to the reference ground of that BNC connector.

A small metal box is used to screen the connections near the dipole connector. The outer conductor of the two halves of the coaxial dipole cable are bonded to this box, as is the reference ground of the BNC connector.

To obtain a rigid construction the dipole is supported by a non-conductive base.

P.6 Conversion factors

This clause deals with the factor which converts the current (I) induced in the LLA by the EUT into a magnetic field strength H at a specified distance from the EUT (see figure P.10). It also deals with the factor which converts the current measured in an LLA with a non-standardized diameter to a current which would have been measured using an LLA with the standardized diameter of $D = 2$ m (see figure P.11).

The conversion factor in figure P.10 applies to a source of magnetic field positioned in the centre of the LLA with its dipole moment perpendicular to the plane of that LLA. It should be noted that with the loop antennas specified in 5.5.2, the loop antenna is always positioned in a vertical plane and the EUT is only rotated around its vertical axis. Hence, in that case only the horizontal dipole moments, i.e. the dipole moments parallel to the ground plane, are measured. Consequently, in the case of a vertical dipole moment the conversion factor cannot be used to compare results of both measuring methods. However, the factor can be used when in the magnetic field measuring method the loop antenna would be positioned in a horizontal plane, or when in that method the EUT would be tilted through 90° , so that the relevant vertical dipole moment is changed into a horizontal one.

If the actual position of a disturbance source inside an EUT is at a distance less than 0,5 m from the centre of the standardized LAS, the measuring results differ by less than 3 dB from those with that source in the centre.

La relation entre l'intensité du champ magnétique H en dB(μA/m), mesurée à une distance d , et le courant I en dB(μA) mesuré à l'aide du système d'antennes cadres, s'écrit:

$$H [\text{dB}(\mu\text{A/m})] = I [\text{dB}(\mu\text{A})] + C_{dA} (\text{dBm}^{-1})$$

où C_{dA} est le facteur de conversion courant-champ pour une distance d déterminée, lorsque H est exprimée en dB (μA/m) (voir aussi la note qui suit l'équation suivante). En général, le facteur de conversion dépend de la fréquence: la figure P.10 présente C_{dA} pour les distances normalisées de 3 m et 10 m. En ce qui concerne la distance normalisée $d = 30$ m, le facteur de conversion est à l'étude.

Le rapport S_D , en décibels, du courant mesuré dans une antenne de diamètre D en mètres au courant théoriquement mesuré à l'aide d'une antenne de diamètre normalisé $D = 2$ m est donné à la figure P.11 pour plusieurs valeurs de D . Si l'on utilise ce rapport, l'équation précédente peut également s'écrire:

$$H [\text{dB}(\mu\text{A/m})] = I [\text{dB}(\mu\text{A})] - S_D (\text{dB}) + C_{dA} (\text{dBm}^{-1})$$

NOTE Pour le calcul des perturbations, le CISPR a décidé d'exprimer l'intensité du champ magnétique H en dB(μA/m) plutôt qu'en dB(μV/m). De ce fait, la relation entre H exprimée en dB(μA/m) et H exprimée en dB(μV/m) s'écrit alors sous la forme:

$$H [\text{dB}(\mu\text{V/m})] = H [\text{dB}(\mu\text{A/m})] + 51,5 (\text{dB}\Omega)$$

Pour plus de facilité, le facteur C_{dV} de conversion de I [dB(μA)] en H [dB(μV/m)] est également donné par la figure P.10.

Les exemples suivants expliquent l'utilisation des trois équations ci-dessus et des figures P.10 et P.11.

- a) Fréquence de mesure $f = 100$ kHz, $D = 2$ m, $I = X$ dB(μA).

Si l'on applique la première équation et la figure P.10, on obtient:

$$\text{à } d = 3 \text{ m: } H [\text{dB}(\mu\text{A/m})] = X [\text{dB}(\mu\text{A})] + C_{3A} (\text{dBm}^{-1}) = (X - 19,5) \text{ dB}(\mu\text{A/m})$$

$$\text{à } d = 3 \text{ m: } H [\text{dB}(\mu\text{V/m})] = X [\text{dB}(\mu\text{A})] + C_{3V} [\text{dB}(\Omega/\text{m})] = [X + (51,5 - 19,5)] \text{ dB}(\mu\text{V/m})$$

- b) Fréquence de mesure $f = 100$ kHz, $D = 4$ m, $I = X$ dB(μA).

Si l'on utilise la figure P.11, on constate que le même appareil en essai aurait induit un courant:

$$I [\text{dB}(\mu\text{A})] = X - S_3 (\text{dB}) = (X + 13) \text{ dB}(\mu\text{A})$$

dans l'antenne de diamètre normalisé $D = 2$ m.

- c) Validation d'une antenne cadre pour $D = 3$ m.

On obtient alors le facteur de conversion en ajoutant S_3 , donné par la figure P.11, au facteur de validation donné à la figure P.8, à chaque fréquence. Ainsi, si la fréquence de mesure est de 100 kHz, le facteur de validation de l'antenne dont $D = 3$ m est égal à $(86 - 7) = 79$ dB(Ω).

P.7 Document de référence

A Large-Loop Antenna for Magnetic Field Measurements, J.R. Bergervoet et H. Van Veen, Proceedings of the 8th International Zürich Symposium on EMC, pp. 29-34, March 1989, ETH Zentrum - IKT, 8092 Zürich, Suisse.

The relation between the magnetic field strength H in dB(μA/m) measured at a distance d and the current I in dB(μA) is:

$$H [\text{dB}(\mu\text{A/m})] = I [\text{dB}(\mu\text{A})] + C_{dA} (\text{dBm}^{-1})$$

where C_{dA} is the current-to-field conversion factor for a certain distance d when expressing H in dB(μA/m) see also the note after the following equation.

In general, the conversion factor is frequency-dependent; figure P.10 presents C_{dA} for standardized distances of 3 m and 10 m. For the standardized distance $d = 30$ m the conversion factor is under consideration.

The ratio S_D in decibels, of the current measured in a LLA with a diameter D , in metres, and the current which would have been measured with an LLA having the standardized diameter $D = 2$ m, are given in figure P.11 for several values of D . Using this ratio, the equation given above can be written as:

$$H [\text{dB}(\mu\text{A/m})] = I [\text{dB}(\mu\text{A})] - S_D(\text{dB}) + C_{dA} (\text{dBm}^{-1})$$

NOTE For disturbance calculations, CISPR uses the magnetic field strength H in dB(μA/m) instead of dB(μV/m). In this context, the relation between H expressed in dB(μA/m) and H expressed in dB(μV/m) is given by:

$$H [\text{dB}(\mu\text{V/m})] = H [\text{dB}(\mu\text{A/m})] + 51,5 [\text{dB}(\Omega)]$$

For convenience the conversion factor C_{dV} converting I [dB(μA)] into H [dB(μV/m)] is also given in figure P.10.

The following examples explain the use of the three equations above and of figures P.10 and P.11.

- a) Given: measuring frequency $f = 100$ kHz, loop diameter $D = 2$ m, current in loop $I = X$ dB(μA).
Then using the first equation and figure P.10, it follows that:
at $d = 3$ m: $H [\text{dB}(\mu\text{A/m})] = X [\text{dB}(\mu\text{A})] + C_{3A} (\text{dBm}^{-1}) = (X - 19,5) \text{ dB}(\mu\text{A/m})$
at $d = 3$ m: $H [\text{dB}(\mu\text{V/m})] = X [\text{dB}(\mu\text{A})] + C_{3V} [\text{dB}(\Omega/\text{m})] = [X + (51,5 - 19,5)] \text{ dB}(\mu\text{V/m})$
- b) Given: measuring frequency $f = 100$ kHz, loop diameter $D = 4$ m, current in loop $I = X$ dB(μA).
Then using figure P.11 it follows that the same EUT would have induced a current:
 $I [\text{dB}(\mu\text{A})] = X - S_3 (\text{dB}) = (X + 13) \text{ dB}(\mu\text{A})$
in the LLA with the standard diameter $D = 2$ m.
- c) Given: validate an LLA with diameter $D = 3$ m.
Then the validation factor is found by adding at each frequency S_3 , as given in figure P.11, to the validation factor, as given in figure P.8. Hence, if the measuring frequency is 100 kHz, the validation factor for the LLA with $D = 3$ m equals $(86 - 7) = 79 \text{ dB}(\Omega)$.

P.7 Reference document

A Large-Loop Antenna for Magnetic Field Measurements, J.R. Bergervoet and H. Van Veen, Proceedings of the 8th International Zürich Symposium on EMC, pp 29-34, March 1989, ETH Zentrum - IKT, 8092 Zürich, Switzerland.

Annexe Q (normative)

Exemple de réseau fictif asymétrique (réseau en T)

Q.1 Description

La figure Q.1 donne un exemple de réseau fictif asymétrique, un réseau en T dont les bornes a_1 et b_1 permettent la connexion à une paire de conducteurs au niveau de l'accès d'un appareil en essai et dont la borne RG permet la connexion au plan de sol de référence et, si cela est applicable, au conducteur de protection ou à tout autre connecteur de terre de l'appareil en essai.

Le signal symétrique qui peut être nécessaire pour permettre à l'appareil en essai de fonctionner correctement est connecté aux bornes a_2 et b_2 . La double inductance L_1 permet de mesurer séparément la composante asymétrique de la perturbation. Les deux enroulements sont disposés de telle manière que les courants symétriques sont bloqués par une impédance élevée, alors que l'impédance (pour les courants asymétriques allant vers R_E) doit être faible.

L'impédance de terminaison du réseau de $150\ \Omega$ pour une tension perturbatrice asymétrique est déterminée par les deux résistances R_T ($200\ \Omega$), en parallèle pour le courant asymétrique et en série avec la résistance R_E ($50\ \Omega$). La résistance R_E est en général l'impédance d'entrée d'un récepteur de mesure. Dans ce cas, la lecture sur l'appareil de mesure est de 10 dB inférieure à la valeur asymétrique réelle à la borne de l'appareil en essai. Le condensateur C_T bloque les courants continus et permet ainsi la présence des tensions d'alimentation continues sur les fils du réseau sans endommager les résistances ou influencer les propriétés de L_1 par saturation.

Normalement un réseau en T est inséré entre l'appareil en essai et ses appareils associés.

Lorsqu'on utilise le réseau pour la mesure aux bornes de signaux, il faut que la réjection symétrique (en mode différentiel) soit suffisante pour éviter des résultats erronés lors des mesures de la tension perturbatrice asymétrique à la même fréquence que le signal symétrique utile. Pour un réseau linéaire passif, tel qu'un réseau en T, la réjection de mode commun est égale à la réjection de mode différentiel. Ce principe est utilisé pour vérifier la réjection de mode commun.

Q.2 Mesure des paramètres

Afin de satisfaire aux dispositions de 5.10.1, on utilise la procédure décrite ci-dessous pour la mesure des paramètres.

a) Impédance de terminaison

Cette impédance entre les bornes a_1 et b_1 , connectées ensemble, et la borne RG doit être vérifiée avec les bornes a_2 et b_2 alternativement ouvertes et court-circuitées à la borne de masse RG, le réseau de raccordement étant retiré (voir figure Q.2).

b) Réjection de mode différentiel

Cette réjection doit être mesurée comme indiqué à la figure Q.3. Le générateur RF, G, d'impédance interne de $50\ \Omega$ et de tension de source U_L , applique un signal entre le point milieu du primaire du transformateur L_1 et la masse de référence. En conséquence, un signal de mode commun est appliqué aux bornes a_1 b_1 du réseau en T, les bornes a_2 b_2 étant fermées par l'impédance prescrite $Z_2 = 150\ \Omega$.

Annex Q (normative)

Example of an asymmetrical artificial network (T-network)

Q.1 Description

Figure Q.1 gives as an example of an artificial asymmetrical network, a T-network having terminals a_1 and b_1 for connection to a conductor pair in a signal port of an EUT and RG for connection to the reference ground plane and, if applicable, to the safety earth or other ground connector of the EUT.

The symmetrical signal which may be needed to have the EUT operating correctly is connected to the terminals a_2 and b_2 . The double choke L_1 allows separate measurement of the asymmetric component of the disturbance. The two windings are so arranged that the symmetrical currents are blocked by a high impedance whereas the impedance (for asymmetrical currents passing to R_E) shall be negligible.

The termination impedance of the network for the asymmetric disturbance voltage of $150\ \Omega$ is determined by the two resistors R_T ($200\ \Omega$), in parallel for the asymmetrical current, in series with the resistance R_E ($50\ \Omega$). The resistor R_E is usually the input impedance of a measuring receiver. In this case the meter reading is 10 dB lower than the actual asymmetrical value at the terminal of the EUT. The capacitor C_T is blocking d.c. currents thus allowing for d.c. supply voltages on the network leads without damaging the resistors and without influencing the properties of L_1 by saturation.

Normally a T-network is inserted between an EUT and its associated equipment.

When using the network for measurement on signal terminals, the symmetric (differential mode) rejection must be sufficient to avoid erroneous results when measuring an asymmetric interference voltage at the same frequency as the wanted symmetric signal. For a linear and passive network like a T-network, the common mode rejection is equal to the differential mode rejection. This principle is used to verify the common mode rejection.

Q.2 Measurement of parameters

To fulfill the requirements of 5.10.1, the procedure for the measurement of parameters described below is used.

a) Termination impedance

This impedance between the terminals a_1 and b_1 connected together, and terminal RG shall be checked with terminals a_2 and b_2 being alternatively open and short-circuited to the earth terminal RG, with the termination network removed (see figure Q.2).

b) Differential mode rejection

This rejection shall be measured as per figure Q.3. The RF generator G, having an internal impedance of $50\ \Omega$ and a source voltage U_L , applies a signal between the centre-tap of the primary windings of the transformer L_1 and the reference ground. As a result, a common mode signal is applied to the terminals a_1 b_1 of the T-network, while its terminals a_2 b_2 are terminated by the prescribed impedance $Z_2 = 150\ \Omega$.

Le voltmètre, d'impédance d'entrée 50Ω , mesure, via le transformateur, le signal en mode différentiel dans la boucle qui contient le réseau en T et Z_2 . Un signal en mode différentiel peut résulter dans cette boucle d'une conversion entre les modes commun et différentiel (déséquilibre) du réseau en T.

La réjection de mode commun (r.m.c.) et, par conséquent, la réjection du mode différentiel (r.m.d.) est maintenant définie comme:

$$\text{r.m.c.} = \text{r.m.d.} = 20 \lg [U_L / U_T] \quad (\text{dB})$$

La qualité (par exemple la symétrie) du transformateur (voir figure Q.2) est vérifiée en mettant à la masse les points a_1 et b_1 du transformateur (le réseau en T est déconnecté). La tension de sortie U_T doit être au moins de 10 dB inférieure à la réjection de mode différentiel spécifiée en 5.10.1 (par exemple la réjection doit être de 70 dB + 10 dB = 80 dB) par rapport au signal d'entrée U_L . Le signal de sortie U_T doit être $U_T = U_L - 70 \text{ dB} - 10 \text{ dB}$.

c) **Atténuation de découplage**

Le découplage doit être mesuré comme indiqué à la figure Q.3.

d) **Perte d'insertion**

La perte d'insertion doit être mesurée comme indiqué à la figure Q.4.

e) **Impédance symétrique de charge**

A définir.

f) **Largeur de bande de transmission**

A définir.

Q.3 Réseaux en T disponibles

Les réseaux en T actuellement disponibles servent à mesurer les câbles téléphoniques à deux fils et les signaux de modem jusqu'à 10 kilobits/seconde. La limitation est due à la réjection de mode différentiel qui est la suivante:

- 95 dB à 10 kHz
- 70 dB à 1 MHz
- 60 dB à 10 MHz
- 50 dB à 30 MHz

Ces réseaux offrent une impédance de charge asymétrique d'environ 150Ω .

The voltmeter, having an input impedance of $50\ \Omega$, measures via the transformer the differential mode signal in the loop containing the T-network and Z_2 . A differential mode signal may result in this loop from the common mode/differential mode conversion (the unbalance) of the T-network.

The common mode rejection (c.m.r.) and consequently the differential mode rejection (d.m.r.) is now defined as

$$\text{c.m.r.} = \text{d.m.r.} = 20 \log_{10} [U_L/U_T] \text{ (dB)}$$

The quality (i.e., the balance) of the transformer shown in figure Q.2 is verified by grounding the primary of the transformer at terminals a_1 and b_1 (the T-network is disconnected). The output voltage U_T shall be at least 10 dB lower than the differential mode rejection specified in 5.10.1 (i.e. the rejection shall be $70 + 10 = 80$ dB) with reference to the input signal (U_L). The output signal (U_T) shall be $U_T = U_L - 70 \text{ dB} - 10 \text{ dB}$.

c) **Decoupling attenuation**

The decoupling shall be measured as per figure Q.3.

d) **Insertion loss**

The insertion loss shall be measured as per figure Q.4.

e) **Symmetrical load impedance**

To be defined.

f) **Transmission bandwidth**

To be defined.

Q.3 Available T-networks

The presently available T-networks are usable for the measurement of two-wire telephone wires and modem signals of up to 10 kilobits/second. The limitation is the differential mode rejection which is as follows:

95 dB at 10 kHz
70 dB at 1 MHz
60 dB at 10 MHz
50 dB at 30 MHz

These networks provide an asymmetric load impedance of approximately $150\ \Omega$.

Annexe R (informative)

Spécifications du CALTS (paragraphe 5.13)

R.1 Introduction

Les spécifications normatives signifient que, de façon générale, un CALTS est également un emplacement d'essai en espace libre (OATS). Cependant, les spécifications normatives ne demandent pas qu'un CALTS soit toujours un OATS. Par conséquent, un CALTS peut être protégé des conditions climatiques, ou situé dans une vaste mine de sel, etc., du moment que toutes les spécifications normatives sont satisfaites.

Les détails de l'emplacement d'essai sont données en 5.6. Des informations complémentaires sont données ci-dessous. En particulier, on a pris soin de fournir à l'utilisateur de cette norme une liste de références (voir article R.4).

R.2 Plan réfléchissant

R.2.1 Construction du plan réfléchissant

Le plan peut être constitué d'une feuille ou d'un grillage. Il convient que cette feuille ou ce grillage soit de préférence soudé de façon continue aux bords, ou à des distances le long du bord inférieures à $\lambda_{\min}/10$, où $\lambda_{\min}$ est la longueur d'onde associée à la fréquence la plus élevée à prendre en compte. Si c'est un grillage qui est choisi, il faut prêter attention à ce que les fils qui se croisent aient un bon contact électrique entre eux. Il convient que le maillage du grillage soit inférieur à $\lambda_{\min}/10$.

L'épaisseur du matériau employé est déterminée par les exigences de solidité mécanique et de stabilité. Une conductivité égale ou supérieure à celle du fer est suffisamment élevée. La forme du plan n'est pas critique du moment que le plan n'est pas elliptique (voir R.2.2). Il convient que le plan réfléchissant ne soit pas couvert par une couche protectrice d'épaisseur significative, car cette couche peut modifier la phase de l'onde réfléchie, c'est-à-dire que ϕ défini en 5.13.4.1 ne serait plus égal à π radians [R.4]*. Pour des renseignements sur la planéité et la rugosité du plan voir 5.6 et [R.3]. Une planéité de ± 10 mm doit normalement suffire pour des mesures jusqu'à 1 000 MHz.

Les dimensions horizontales du plan doivent être suffisamment grandes pour que l'influence des dimensions finies du plan sur la marge d'incertitude associée à l'étalonnage de l'antenne soit suffisamment faible. Malheureusement, aucun modèle théorique n'est disponible pour l'instant qui permette de relier les dimensions minimales du plan horizontal à une marge d'incertitude maximale associée à un résultat d'étalonnage d'antenne. Un critère possible est que la première zone de Fresnel soit incluse dans le plan réfléchissant [R.1], [R.2] et [R.3]. Cela conduit à un plan aux dimensions minimales de 20 m (longueur) par 15 m (largeur), mais il est possible qu'un plan plus petit satisfasse aux exigences d'un CALTS. A la fréquence la plus basse (30 MHz), la longueur L_a de l'antenne d'essai est d'environ 5 m. Donc, dans le cas d'un plan de 20 m sur 15 m, la distance entre la projection du dispositif de validation sur le plan est au moins égale à L_a pour toutes les fréquences comprises entre 30 MHz et 1 000 MHz.

* Les références entre crochets renvoient aux documents donnés à l'article R.4.

Annex R (informative)

CALTS requirements (subclause 5.13)

R.1 Introduction

The normative specifications mean that, in general, a CALTS will also be an open area test-site (OATS). However, normative specifications do not require that a CALTS shall always be an OATS. Consequently, a CALTS may be weather protected, located in a large salt mine, etc., as long as all normative specifications are met.

Test-site details may be found in 5.6, while additional information is given below. Particular care has been taken to supply the user of this standard with a reference list (see clause R.4).

R.2 The reflecting plane

R.2.1 Reflecting plane construction

The plane material can be a solid sheet or a wire mesh. The sheet or the mesh should preferably be continuously welded at the seams, or at distances along the seams $< \lambda_{\min}/10$, where $\lambda_{\min}$ is the wavelength associated with the largest frequency to be considered. If a wire mesh is chosen, care must be taken that the crossing wires make good conductive contact with each other. The mesh width should be $< \lambda_{\min}/10$.

The thickness of the material is determined by mechanical strength and stability requirements. A conductivity equal to or better than that of iron is sufficiently high. The shape of the plane is not very critical as long as the plane is not elliptical (see R.2.2). The reflecting plane should not be covered by a protective layer of significant thickness, as this layer may alter the phase of the reflected wave, i.e. it causes ϕ in 5.13.4.1 to differ from π radians [R.4]*. For information about the flatness and roughness of the plane, see 5.6 and [R.3]. A flatness of ± 10 mm will normally suffice for measurements up to 1 000 MHz.

The horizontal dimensions of the plane have to be large enough that the influence of the finite plane dimensions on the uncertainty margin associated with the antenna calibration is sufficiently low. Unfortunately, as yet no theoretical models are available which relate the minimum horizontal plane dimensions to a specified maximum uncertainty margin as a result of an antenna calibration. A possible criterion is that the first Fresnel zone should be incorporated in the reflecting plane ([R.1], [R.2] and [R.3]). This leads to a plane with minimum dimensions of 20 m (length) by 15 m (width), but a smaller plane might also meet the CALTS requirements. At the lowest frequency (30 MHz) the length L_a of the test antenna is about 5 m. So, in the case of a 20 m by 15 m plane, the distance between the projection of the validation set-up on the plane and a plane edge is at least L_a at all frequencies in the range 30 MHz to 1 000 MHz.

* References in square brackets refer to the reference documents found under clause R.4.

R.2.2 Effets des bords du plan et environnement du plan

Lorsque l'on limite les dimensions du plan réfléchissant, le bord de ce plan constitue automatiquement une transition vers un milieu aux propriétés de réflexion différentes, de sorte que les ondes électromagnétiques peuvent être diffusées sur ce bord et influencer involontairement les résultats de mesure. Une diffraction sur les bords se produit généralement en polarisation verticale, mais est négligeable en polarisation horizontale [R.7].

Entre autres choses, l'importance de la diffraction varie si le plan réfléchissant est situé dans le même plan que le sol environnant (un sol humide ou sec peut déjà induire une différence [R.5]), ou si le plan réfléchissant est élevé, par exemple situé au sommet d'un toit. Des résultats de recherches sont donnés dans [R.6], où il est également montré que le plan réfléchissant ne devrait pas avoir la forme de la première ellipse de Fresnel car, dans ce cas, les incertitudes introduites par la diffraction ont tendance à s'ajouter.

Les bords du plan réfléchissant peuvent être mis à la terre en plusieurs points sur le sol environnant et si le sol a une bonne conductivité, par exemple s'il est humide, il constitue une bonne extension du plan réfléchissant métallique [R.7].

Si des obstacles potentiellement réfléchissants se trouvent à moins de 40 m environ des bords du plan réfléchissant, il convient de vérifier que l'influence de ces obstacles peut être négligée. Cette vérification peut être effectuée au moyen de mesures par balayage en fréquence à l'aide de doublets de longueur fixe. De telles mesures sont comparables à celles décrites en 5.13.4.6. Un choix possible d'antennes de longueur fixe (accordées à la fréquence f_r), ainsi que le balayage en fréquence associé et la hauteur fixe h_r de l'antenne de réception dans le cas d'une antenne d'émission à $h_t = 2$ m sont données au tableau R.1. L'approche large bande est calculable à l'aide de méthodes numériques telles que le NEC (voir article T.3 [T.5]).

Tableau R.1 – Combinaisons entre l'antenne doublet de longueur fixe, la plage de balayage en fréquence et la hauteur de l'antenne de réception

f_r MHz	B_s MHz	h_r m
60	30 à 100	4,0
180	100 à 300	1,8
400	300 à 600	1,2
700	600 à 1 000	1,4

En l'absence d'anomalies, la réponse varie de façon lente. S'il y a des anomalies, des résonances à bande relativement étroite se superposent à cette réponse. Ces résonances identifient les fréquences précises où les réflexions sur des obstacles sont les plus importantes. L'emplacement d'un obstacle suspecté peut être vérifié à ces fréquences en exagérant ses effets, en plaçant devant une grande plaque de métal selon une orientation qui produit un effet maximal.

R.3 Matériels associés

Il convient que des précautions soient prises pour que le matériau du mât d'antenne, les adaptateurs, les cordes, les effets de l'humidité des mâts et cordes, le guidage des câbles, les connecteurs, la présence possible d'une table tournante si le CALTS est aussi utilisé comme COMTS n'influencent pas les résultats de mesure. Dans ce cas également, les mesures par balayage en fréquence telles que mentionnées en R.2 peuvent révéler d'éventuels problèmes.

R.2.2 Plane-edge effects and plane surroundings

When limiting the dimensions of the reflecting plane, the edge of that plane automatically presents a transition to a medium with different reflecting properties, so that the EM waves may be scattered at that edge and cause an unwanted influence on the measuring results. Edge diffraction is usually noticed for vertically polarized results, but is negligible for horizontally polarized results [R.7].

Among other things, the amount of scattering depends on whether the reflecting plane is in the same plane as the surrounding soil (wet or dry soil may already introduce a difference [R.5]) or the reflecting plane is elevated, e.g. it is located on a roof top. Results of investigations can be found in [R.6], where it is also demonstrated that the reflecting plane should never have the shape of the first Fresnel ellipse, as in that case the uncertainties introduced by the scattering at the edge may accumulate.

The edge of the reflecting plane may be multi-point earthed to the surrounding soil and if the soil has good conductivity, e.g. when wet, it forms a good extension to the metal reflecting plane [R.7].

If potentially reflective obstacles are within a distance of, say, 40 m from the boundaries of the reflecting plane, it should be verified that the influence of these obstacles can be ignored. This verification might be performed by means of swept-frequency measurements using fixed length dipoles. Such measurements are comparable to those described in 5.13.4.6. A possible choice of fixed length antenna (tuned to the frequency f_r), associated swept-frequency range and fixed height h_r of the receiving antenna in the case of a transmitting antenna at $h_t = 2$ m is given in table R.1. The broadband approach is calculable using numerical techniques such as the NEC (see clause T.3) [T.5]).

Table R.1 – Combinations of fixed-length dipole antenna, swept-frequency range and receiving antenna height

f_r MHz	B_s MHz	h_r m
60	30 to 100	4,0
180	100 to 300	1,8
400	300 to 600	1,2
700	600 to 1 000	1,4

In the absence of anomalies, the response will vary in a smooth way. In the presence of anomalies, relatively narrow-band resonances will be superimposed on this response. These resonances identify exact frequencies where the reflections from obstacles are worse. The location of a suspected obstacle can be verified at these frequencies by exaggerating its effect by placing a large metal plate in front of it, oriented at an angle that gives maximum effect.

R.3 Ancillary equipment

Care should be taken that antenna mast material, adaptors, rope, effects of wetness of masts and ropes, guiding of the cables, connectors, possible presence of a turntable if the CALTS is also used as a COMTS do not influence the measurement results. Also, in these cases, swept frequency measurements as mentioned in R.2 may reveal possible problems.

R.4 Documents de référence

- [R.1] ANSI Standard 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*, 1992.
- [R.2] *Microwave Antenna Measurements*, Hollis J.S., Lion T.J. and Clayton L. (Editors), Scientific Atlanta Inc., Atlanta, GA, U.S.A., 1986.
- [R.3] *Transmission and Propagation of Electromagnetic Waves*, Sander K.F. and Reed G.A.L., Cambridge University Press, Cambridge, UK, 1987.
- [R.4] *Note on the Open-Field Site Characterization*, Livshits B. and Harpell K., IEEE EMC Symposium, Denver, pp 352-355, 1992.
- [R.5] *Site Attenuation for Various Ground Conditions*, Sugiura A., Shimizu Y. and Yamanak Y., Trans. IEICE, E73, 9, pp 1517-1523, September 1990.
- [R.6] *Ground-Plane Size and Shape experiments for Radiated Electromagnetic Emission Measurements*, Berquist A.P. and Bennett W.S., EMC/ESD Symposium, Denver, U.S.A. pp 211-217, 1992.
- [R.7] *EMC Antenna Calibration and the Design of an Open-Field Site*, Salter M.J. and Alexander M.J., Meas. Sci. Technol., 2, pp 510-519, 1991.
- [R.8] *Calibration of Antennas used for Radiated Emission Measurements in Electromagnetic Interference (EMI) Control*, ANSI Standard C63.5, 1988.

R.4 Reference documents

- [R.1] ANSI Standard C63.4, 1992, *Methods of Measurement of Radio-Noise Emissions from Low-Voltage Electrical and Electronic Equipment in the range of 9 kHz to 40 GHz*, 1992.
- [R.2] *Microwave Antenna Measurements*, Hollis, J.S., Lion T.J. and Clayton L. (Editors), Scientific Atlanta Inc., Atlanta, GA, U.S.A., 1986.
- [R.3] *Transmission and Propagation of Electromagnetic Waves*, Sander K.F. and Reed G.A.L., Cambridge University Press, Cambridge, UK, 1987.
- [R.4] *Note on the Open-Field Site Characterization*, Livshits B. and Harpell K., IEEE EMC Symposium, Denver, pp 352-355, 1992.
- [R.5] *Site Attenuation for Various Ground Conditions*, Sugiura A., Shimizu Y. and Yamanak Y., Trans. IEICE, E73, 9, pp 1517-1523, September 1990.
- [R.6] *Ground-Plane Size and Shape experiments for Radiated Electromagnetic Emission Measurements*, Berquist A.P. and Bennett W.S., EMC/ESD Symposium, Denver, U.S.A. pp 211-217, 1992.
- [R.7] *EMC Antenna Calibration and the Design of an Open-Field Site*, Salter M.J. and Alexander M.J., Meas. Sci. Technol., 2, pp 510-519, 1991.
- [R.8] *Calibration of Antennas used for Radiated Emission Measurements in Electromagnetic Interference (EMI) Control*, ANSI Standard C63.5, 1988.

Annexe S (informative)

Considérations sur l'antenne d'essai (paragraphe 5.13)

Un exemple d'antenne d'essai est présenté à l'article S.1, tandis que l'article S.2 traite de la détermination des propriétés du symétriseur à partir de la mesure des paramètres S, et/ou des mesures d'injection, telles que mentionnées en 5.13.3.2.6.

S.1 Exemple d'antenne d'essai

Un exemple d'antenne d'essai, basé sur la référence [S.1]*, est donné à la figure S.1. Le symétriseur de l'antenne est constitué des éléments suivants:

- a) un coupleur hybride 180° 3 dB dont l'accès de sommation (Σ) est toujours terminé par l'impédance caractéristique de la charge (supposée être de 50Ω), et l'accès différentiel (Δ) est l'accès d'entrée/sortie de l'antenne d'essai;
- b) des câbles coaxiaux semi-rigides reliés aux accès symétriques A et B du coupleur hybride par des connecteurs de haute qualité, par exemple des connecteurs SMA. Les câbles ont une longueur d'environ 1 m, et cette longueur est également utilisée pour séparer l'antenne filaire des réflexions sur le mât ou les coupleurs;
- c) des ferrites (F) autour des câbles semi-rigides afin de limiter l'induction de courants de mode commun sur le symétriseur et le câble relié à l'antenne;
- d) des atténuateurs 3 dB à la sortie des câbles semi-rigides, qui agissent comme des dispositifs d'adaptation ou de stabilisation d'impédance (M), auxquels les éléments de câble sont reliés par des connecteurs SMA. Ces connecteurs forment les accès A et B (ou les accès C et D) mentionnés en 5.13.4.4 et à l'annexe T. Les conducteurs externes de ces connecteurs sont en contact électrique près de l'antenne filaire. Ce point de contact est le point de référence du symétriseur lorsque l'on effectue des mesures des paramètres S.

Il convient de noter que le symétriseur décrit ci-dessous est simplement un exemple de symétriseur utilisable. D'autres types de symétriseur peuvent également être utilisés. En fait, on peut utiliser tout type de symétriseur à condition que les exigences définies en 5.13.3.2 soient remplies.

Il convient que les éléments filaires aient une longueur telle que, après la connexion, l'antenne d'essai satisfasse aux exigences concernant $L_a(f)$ telles que définies en 5.13.3.2.2 (voir T.1.1 pour le calcul de $L_a(f)$). Au tableau T.1, on suppose que, si $f < 180$ MHz, le diamètre des éléments filaires est de 10 mm, ce qui procure aux longues antennes filaires une bonne résistance mécanique. Dans le tableau T.1, on suppose également qu'aux fréquences $f \geq 180$ MHz, un diamètre de 3 mm est suffisant. Aux fréquences $f < 60$ MHz, les éléments peuvent être télescopiques, ou bien l'on peut utiliser une antenne doublet de longueur fixe (voir annexe U).

* Les références entre crochets renvoient aux documents donnés à l'article S.3.

Annex S (informative)

Test antenna considerations (subclause 5.13)

An example of a test antenna is presented in clause S.1, while clause S.2 discusses the determination of the balun properties from S-parameter measurements, and/or from injection measurements, as mentioned in 5.13.3.2.6.

S.1 Example of a test antenna

An example of a test antenna, based on [S.1]*, is shown in figure S.1. The balun of the antenna consists of the following:

- a 180° 3 dB hybrid coupler of which the sum port (Σ) is always terminated in the characteristic load impedance (assumed to be 50 Ω), and the difference port (Δ) is the input/ output port of the test antenna;
- semi-rigid coaxial cables connected to the balanced ports A and B of the hybrid coupler via high quality connectors, e.g. SMA connectors. The cables have a length of approximately 1 m, where this length is also used to distance the wire antenna from mast and coupler reflections;
- ferrite beads (F) around the semi-rigid cables to limit the induction of common-mode currents on the balun and the connected antenna cable;
- 3 dB attenuators at the output end of the semi-rigid cables acting as impedance stabilizing or matching pads (M), to which the wire elements are attached via SMA connectors. These connectors form the A and B ports (or C and D ports) mentioned in 5.13.4.4 and annex T. The external conductors of these connectors are in electrical contact near the wire antenna. This contact point is the reference point of the balun when performing S-parameter measurements.

It should be noted that the aforementioned balun is just an example of a useful balun. Other types of balun may be used as well. In fact every type is allowed, provided the requirements set out in 5.13.3.2 are met.

The wire elements should have a length such that after attachment the test antenna meets the $L_a(f)$ requirement as set out in 5.13.3.2.2 (see T.1.1 for the calculation of $L_a(f)$). In table T.1 it has been assumed that if $f < 180$ MHz the diameter of the wire elements is 10 mm, thus giving the relatively long wire antennas a good mechanical strength. In table T.1 it has also been assumed that at frequencies $f \geq 180$ MHz an element diameter of 3 mm is sufficient. At frequencies $f < 60$ MHz, the elements might be telescopic, or use might be made of a fixed length dipole antenna (see annex U).

* References in square brackets refer to the reference documents given in clause S.3.

S.2 Détermination des propriétés du symétriseur

S.2.1 Le symétriseur idéal sans perte

Le symétriseur idéal sans perte a pour propriété que les signaux aux accès A et B sont égaux en amplitude et exactement déphasés de 180° à condition que les trois accès (voir figure S.2) soient terminés par leur impédance caractéristique. Dans les mêmes conditions, aucun des accès ne réfléchit un signal entrant, et un signal entrant à l'accès 2 n'est pas transféré à l'accès 3 (et vice versa).

Le principe de la configuration d'essai pour mesurer les paramètres S est donnée à la figure S.2. L'accès asymétrique du symétriseur est numéroté «1», et les accès symétriques sont numérotés «2» et «3».

On suppose que l'impédance caractéristique de ces trois accès est égale à 50Ω (voir 5.13.3.2.5). Lorsque l'on compare avec la figure S.1, le symétriseur complet (coupleur, câbles, etc.) est représenté à la figure S.2 par une boîte unique appelée «symétriseur». L'accès Σ du coupleur hybride de la figure S.1 est toujours terminé par son impédance caractéristique et, par conséquent, ne joue aucun rôle.

Les paramètres S donnent la relation entre les ondes entrantes représentées à la figure S.2 par a_1 ou a_2 et les ondes diffractées représentées par b_1 et b_2 . Les signaux entrants et diffractés sont mesurés par l'analyseur au moyen de coupleurs directifs (D). Les paramètres $S_{11} = b_1/a_1$ et $S_{21} = b_2/a_1$ (à condition que $a_2 = 0$) sont mesurés avec l'accès 3 terminé par 50Ω . La permutation du générateur et de la charge (en changeant la position des deux commutateurs) permet de mesurer $S_{22} = b_2/a_2$ et $S_{12} = b_1/a_2$ (à condition que $a_1 = 0$). De façon similaire, en terminant l'accès 2 par une charge de 50Ω et en mesurant entre les accès 1 et 3, on obtient S_{11} et S_{13} , S_{31} et S_{33} . Finalement, en terminant l'accès 1 par une charge de 50Ω et en mesurant entre les accès 2 et 3, on obtient (à nouveau) S_{22} et S_{33} , ainsi que S_{23} et S_{32} .

La matrice des paramètres S pour le symétriseur idéal sans perte est donnée par l'équation suivante:

$$\begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 0 & 1 & -1 \\ 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{S.1})$$

Dans cette matrice, $S_{11} = S_{22} = S_{33} = 0$ puisqu'il n'y a pas de réflexions aux accès. $S_{12} = S_{21} = 1$ et $S_{13} = S_{31} = -1$ puisque la symétrie est parfaite (mêmes valeurs absolues égales à 1 puisque ce symétriseur est sans pertes) et le déphasage est égal à 180° (indiqué par le signe moins). Enfin, $S_{23} = S_{32} = 0$ puisque l'isolation entre les accès 2 et 3 est parfaite.

S.2.2 Relations entre les propriétés du symétriseur et les paramètres S

La matrice S peut être transformée en matrice des impédances, reliant les courants et tensions d'entrée et de sortie du symétriseur. En terminant l'accès 1 par l'impédance caractéristique et en considérant les accès 2 et 3 seulement, on peut montrer (voir [S.2]) que:

$$\begin{pmatrix} Z_{22} & Z_{23} \\ Z_{32} & Z_{33} \end{pmatrix} = \frac{50}{(1-S_{22})(1-S_{33}) - S_{23} S_{32}} \cdot \begin{pmatrix} [(1+S_{22})(1-S_{33}) + S_{23} S_{32}] & 2 S_{32} \\ 2 S_{23} & [(1-S_{22})(1+S_{33}) + S_{23} S_{32}] \end{pmatrix} \quad (\text{S.2})$$

S.2 Determination balun properties

S.2.1 The ideal, loss-less balun

The ideal, loss-less balun is characterized by having signals at the A and B ports that are exactly equal in amplitude and exactly 180° out of phase, provided all three ports (see figure S.2) are terminated in their characteristic impedance. Under the same condition, none of the ports will reflect an incoming signal and an incoming signal at port 2 is not transferred to port 3 (and vice versa).

The basic set-up to measure S-parameters is given in figure S.2. The unbalanced input/output port of the balun is numbered "1", and the balanced ports are numbered "2" and "3".

It is assumed that the characteristic impedance of each these three ports equals 50 Ω (see 5.13.3.2.5). Compared to figure S.1, the complete balun (coupler, cables, etc.) is represented in figure S.2 by the single box labelled "Balun". The Σ-port of the hybrid coupler in figure S.1 is always terminated in its characteristic impedance and, hence, does not play a part.

S-parameters give the relation between the incoming waves represented in figure S.2 by a_1 or a_2 and the scattered waves represented by b_1 and b_2 . The incoming and scattered signals are measured by the analyzer via directional couplers (D). The parameters $S_{11} = b_1/a_1$ and $S_{21} = b_2/a_1$ (under the condition $a_2 = 0$) are measured with port 3 terminated in 50 Ω. Interchanging the generator and load (by changing the position of both switches) results in the measurement of $S_{22} = b_2/a_2$ and $S_{12} = b_1/a_2$ (under the condition $a_1 = 0$). Similarly, terminating port 2 with the 50 Ω load and measuring between ports 1 and 3, yields S_{11} , and S_{13} , S_{31} and S_{33} . Finally, terminating port 1 with the 50 Ω load and measuring between ports 2 and 3, yields (again) S_{22} and S_{33} , and S_{23} and S_{32} .

The S-parameter matrix for the ideal, loss-less balun is given by the following equation:

$$\begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 0 & 1 & -1 \\ 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{S.1})$$

In this S-matrix, $S_{11} = S_{22} = S_{33} = 0$ since there is no reflection at the ports. $S_{12} = S_{21} = 1$ and $S_{13} = S_{31} = -1$ as the balance is perfect (equal absolute values equal to 1 as this balun is loss-less) and the phase shift equals exactly 180° (indicated by the minus sign). Finally, $S_{23} = S_{32} = 0$ as the isolation between port 2 and port 3 is perfect.

S.2.2 Relations between balun properties and S-parameters

The S-matrix can be transformed into an impedance matrix, which relates the input and output currents and voltages of the balun. Terminating port 1 in the characteristic impedance and considering ports 2 and 3 only, it can be shown that (see [S.2]):

$$\begin{pmatrix} Z_{22} & Z_{23} \\ Z_{32} & Z_{33} \end{pmatrix} = \frac{50}{(1 - S_{22})(1 - S_{33}) - S_{23} S_{32}} \cdot \begin{pmatrix} [(1 + S_{22})(1 - S_{33}) + S_{23} S_{32}] & 2 S_{32} \\ 2 S_{23} & [(1 - S_{22})(1 + S_{33}) + S_{23} S_{32}] \end{pmatrix} \quad (\text{S.2})$$

ce qui fait que l'impédance Z_{AB} (voir 5.13.3.2.5a)), est donnée par l'équation suivante:

$$Z_{AB} = \frac{1 - S_{22} S_{33} + S_{23} S_{32} - S_{23} - S_{32}}{(1 - S_{22})(1 - S_{33}) - S_{23} S_{32}} 100 = R_{AB} + j X_{AB} \quad (S.3)$$

La valeur mesurée de Z_{AB} est nécessaire pour calculer SA_c (voir annexe T). L'impédance Z_{CD} pour l'autre symétriseur nécessaire pour ce calcul, est déterminée de la même façon.

Le ROS associé satisfait à 5.13.3.2.5a) et au tableau 20 si

$$\frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} < 1,10, \text{ où } \Gamma = \frac{Z_{AB} - 100}{Z_{AB} + 100} \quad (S.4)$$

NOTE Si le coupleur hybride lui-même ne satisfait pas aux exigences de l'équation (S.4), le ROS peut être réduit en utilisant des atténuateurs adaptés (M sur la figure S.1) ayant un ROS très faible.

La symétrie et le déphasage d'un symétriseur réel sont évalués en considérant

$$\frac{S_{12}}{S_{13}} = \frac{S_{21}}{S_{31}} = r_b e^{j\phi_b} \quad (S.5)$$

La symétrie en amplitude satisfait à 5.13.3.2.5b) et au tableau 20 si

$$0,95 < r_b < 1,05 \quad (S.6)$$

et la symétrie en phase satisfait à 5.13.3.2.5c) et au tableau 20 si

$$178^\circ < \left| \frac{180^\circ \phi_b}{\pi} \right| < 182^\circ \quad (S.7)$$

L'isolation d'un symétriseur réel est évaluée en prenant les valeurs réelles de S_{23} et S_{32} . Il satisfait à la note 4 de 5.13.3.2.5 si

$$|S_{23}| = |S_{32}| < 0,05 \quad (S.8)$$

La perte possible d'un symétriseur réel est prise en compte lors de la mesure de la tension de référence U_r dans la procédure de validation du CALTS. Pour le symétriseur utilisé dans l'exemple et représenté à la figure S.1, une contribution importante aux pertes provient des dispositifs d'adaptation à 3 dB.

S.2.3 Mesure des pertes d'insertion

Il est également possible de vérifier les spécifications du symétriseur données en 5.13.3.2.5b) et 5.13.3.2.5c) en effectuant les mesures de pertes d'insertion décrites aux figures S.3 et S.4. A partir de ces résultats, la grandeur appelée «réjection de dissymétrie du symétriseur» (BUR) peut être déterminée.

Les mesures comportent la détermination de la perte d'insertion $A_1(f)$ de deux symétriseurs identiques reliés face à face comme défini en 5.13.4.4.1, et la détermination de la perte d'insertion $A_2(f)$ d'un seul symétriseur lorsque les accès symétriques 2 et 3 (voir également la figure S.4) sont connectés en parallèle. En supposant que A_1 provienne de la contribution identique des deux symétriseurs, la réjection de dissymétrie du symétriseur (BUR), également appelée «réjection de mode commun», exprimée en décibels est donnée par l'équation suivante:

$$BUR(f) = A_2(f) - \frac{A_1(f)}{2} \text{ (dB)} \quad (S.9)$$

so that the impedance Z_{AB} (see 5.13.3.2.5 a)) is given by the following equation:

$$Z_{AB} = \frac{1 - S_{22} S_{33} + S_{23} S_{32} - S_{23} - S_{32}}{(1 - S_{22})(1 - S_{33}) - S_{23} S_{32}} 100 = R_{AB} + j X_{AB} \quad (S.3)$$

The measured value of Z_{AB} is needed in the calculation of SA_C (see annex T). The impedance Z_{CD} for the other balun needed in that calculation is determined similarly.

The associated VSWR complies with 5.13.3.2.5 a) and table 20 if

$$\frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} < 1,10, \text{ where } \Gamma = \frac{Z_{AB} - 100}{Z_{AB} + 100} \quad (S.4)$$

NOTE If the hybrid coupler itself does not comply with the requirement formulated in equation (S.4), the VSWR can be lowered by using matched attenuators (M in figure S.1) with very low VSWR.

The balance and phase shift of an actual balun is verified by considering

$$\frac{S_{12}}{S_{13}} = \frac{S_{21}}{S_{31}} = r_b e^{j\phi_b} \quad (S.5)$$

The amplitude balance complies with 5.13.3.2.5 b) and table 20 if

$$0,95 < r_b < 1,05 \quad (S.6)$$

and the phase balance complies with 5.13.3.2.5 c) and table 20 if

$$178^\circ < \left| \frac{180 \phi_b}{\pi} \right| < 182^\circ \quad (S.7)$$

The isolation of an actual balun is verified by considering the actual value of S_{23} and S_{32} . It complies with 5.13.3.2.5, note 4 if

$$|S_{23}| = |S_{32}| < 0,05 \quad (S.8)$$

The possible loss in the actual balun is accounted for during measurement of the reference voltage U_r in the CALTS validation procedure. For the balun used in the example and depicted in figure S.1, an important contribution to the loss stems from the 3 dB matching pads.

S.2.3 Insertion loss measurements

It is also possible to verify the balun specifications set in 5.13.3.2.5 b) and 5.13.3.2.5 c) by performing the insertion loss measurements depicted in figures S.3 and S.4. From the results, the so-called balun unbalance rejection (BUR) can be determined.

The measurements comprise the determination of the insertion loss $A_1(f)$ of two identical baluns connected head-to-head as in 5.13.4.4.1, and the determination of the insertion loss $A_2(f)$ for a single balun when the balanced ports 2 and 3 (see also figure S.4) are connected in parallel. Assuming that A_1 stems from equal contributions of the two baluns, the balun unbalance rejection, also referred to as the common-mode rejection, expressed in decibels is given by the following equation:

$$BUR(f) = A_2(f) - \frac{A_1(f)}{2} \quad (\text{dB}) \quad (S.9)$$

Il peut être montré que le symétriseur satisfait aux articles ci-dessus et aux valeurs numériques des tolérances associées données au tableau 20 lorsque la réjection de mode commun (*BUR*) est supérieure à 28 dB.

Lors de la première mesure des pertes d'insertion, les variations en fonction de la fréquence de la tension de référence $U_{r1}(f)$ sont tout d'abord déterminées dans la gamme de fréquences spécifiée pour le symétriseur. Le circuit de mesure est donné à la figure S.3 sans les deux symétriseurs mais avec un court-circuit entre les points de connexion 1 et 3 et 2 et 4. En second lieu, la tension $U_1(f)$ est mesurée après l'insertion des deux symétriseurs connectés bout à bout (voir figure S.3). Puis $A_1(f)$, exprimé en décibels, est donné par l'équation suivante:

$$A_1(f) = 20 \log_{10} \left(\frac{U_{r1}(f)}{U_1(f)} \right) \quad (\text{dB}) \quad (\text{S.10})$$

Lors de la seconde mesure des pertes d'insertion, les variations en fonction de la fréquence de la tension de référence $U_{r2}(f)$ sont tout d'abord déterminées dans la gamme de fréquences spécifiée pour le symétriseur. Le circuit de mesure est donné à la figure S.4 sans la jonction en T et le symétriseur mais avec un court-circuit entre les points de connexion 1 et 3 et 2 et 4. En second lieu, la tension $U_{2a}(f)$ est mesurée après l'insertion de la jonction en T et du symétriseur à vérifier (voir figure S.4). Lors de cette mesure les accès 2 et 3 (voir également la figure S.2) sont connectés en parallèle à l'aide d'une jonction coaxiale symétrique en T constituée de câbles semi-rigides et ayant les mêmes longueurs électriques que les parties c-d et c-e du T (symétrie mécanique complète). Lors de cette mesure, d est relié à l'accès 2 et e à l'accès 3. L'atténuateur de 6 dB d'adaptation, représenté par M sur la figure S.4, a été ajouté pour éviter les effets des ondes stationnaires.

Pour éviter des erreurs dues à des effets parasites, la mesure précédente est répétée après avoir inversé la connexion entre le symétriseur et la jonction en T, c'est-à-dire que d est relié à l'accès 3 et e à l'accès 2. Cette mesure fournit la tension $U_{2b}(f)$. Alors $A_2(f)$ exprimé en décibels est donné par l'équation suivante:

$$A_2(f) = 20 \log_{10} \left(\frac{U_{r2}}{\max\{U_{2a}(f), U_{2b}(f)\}} \right) \quad (\text{S.11})$$

Pour le symétriseur idéal $A_2(f) = \infty$ dB à toutes les fréquences.

NOTE A la place de cette jonction en T et de l'atténuateur de 6 dB, un diviseur de puissance étalonné de 6 dB peut être utilisé. Dans ce cas, il convient que l'atténuation apportée par le diviseur de puissance soit prise en compte dans le calcul de la réjection de mode commun (*BUR*).

S.3 Documents de référence

- [S.1] *Standard Linear Antennas, 30-1 000 MHz*, FitzGerell R.G., IEEE Trans. on Antennas and Propagation, **AP-34**, 12, pp 1425-1429, December 1986.
- [S.2] *Microwave Impedance Measurement*, Somlo P.I., Hunter J.D., published by Peter Pregrinus Ltd., London, UK, 1985.
- [S.3] *Low Measurement Uncertainties in the Frequency Range 30 MHz to 1 GHz using Calculable Standard Dipole Antenna and National Reference Ground Plane*, Alexander M.J. and Salter M.J., IEE Proc. Sci. Meas. Technol., Vol. 143, no. 4, pp 221 – 228, July 1996.

It can be shown that the balun complies with the aforementioned clauses and the associated numerical values of the tolerances as given in table 20 when $BUR > 28$ dB.

In the first insertion loss measurement, firstly the reference voltage $U_{r1}(f)$ is determined as a function of frequency over the frequency band specified for the balun. The measuring circuit is that of figure S.3 in the absence of the two baluns but with a short circuit between the connection points 1 and 3 and 2 and 4. Next, the voltage $U_1(f)$ is measured after insertion of the two baluns connected head-to-head (see figure S.3). Then $A_1(f)$ expressed in decibels is given by the following equation:

$$A_1(f) = 20 \log_{10} \left(\frac{U_{r1}(f)}{U_1(f)} \right) \quad (\text{dB}) \quad (\text{S.10})$$

In the second insertion loss measurement, firstly the reference voltage $U_{r2}(f)$ is determined as a function of frequency over the frequency band specified for the balun. The measuring circuit is that of figure S.4 in the absence of the T-junction and the balun but with a short circuit between the connection points 1 and 3 and 2 and 4. Next, the voltage $U_{2a}(f)$ is measured after insertion of the T-junction and the balun to be verified (see figure S.4). In this measurement the ports 2 and 3 (see also figure S.2) are connected in parallel via a coaxial symmetrical T-junction constructed of semi-rigid cables and having the same electrical length of the parts c-d and c-e of the T (full mechanical symmetry). In this measurement d is connected to port 2 and e to port 3. The 6 dB matched attenuator pad, indicated in figure S.4 by M, has been added to avoid standing wave effects.

To avoid errors caused by parasitic effects, the latter measurement is repeated after reversing the connection between the balun and T-junction, i.e. d is connected to port 3 and e to port 2. This measurement yields the voltage $U_{2b}(f)$. Then $A_2(f)$ expressed in decibels is given by the following equation:

$$A_2(f) = 20 \log_{10} \left(\frac{U_{r2}}{\max\{U_{2a}(f), U_{2b}(f)\}} \right) \quad (\text{S.11})$$

For the ideal balun $A_2(f) = \infty$ dB, at all frequencies.

NOTE Instead of this T-junction plus 6 dB attenuator, a calibrated 6 dB power divider may be used. In this case, the attenuation caused by the power divider should be taken into account in the calculation of the BUR .

S.3 Reference documents

- [S.1] *Standard Linear Antennas, 30-1 000 MHz*, FitzGerrell R.G., IEEE Trans. on Antennas and Propagation, **AP-34**, 12, pp 1425-1429, December 1986.
- [S.2] *Microwave Impedance Measurement*, Somlo P.I., Hunter J.D., published by Peter Peregrinus Ltd., London, UK, 1985.
- [S.3] *Low Measurement Uncertainties in the Frequency Range 30 MHz to 1 GHz using Calculable Standard Dipole Antenna and National Reference Ground Plane*, Alexander M.J. and Salter M.J., IEE Proc. Sci. Meas. Technol., Vol. 143, no. 4, pp 221 – 228, July 1996.

Annexe T (informative)

Théorie des antennes et de l'affaiblissement de l'emplacement (paragraphe 5.13)

T.1 Relations analytiques

Cet article fournit une approche analytique pour le calcul de la longueur totale $L_a(f)$ de l'antenne filaire (T.1.1) et l'affaiblissement de l'emplacement SA_c (T.1.2). Ce modèle prend en compte le couplage mutuel entre l'antenne d'émission, l'antenne de réception et leurs images sur le plan réfléchissant. Il prend également en compte la distribution réelle du champ le long de l'antenne de réception, c'est-à-dire que le champ arrivant sur l'antenne de réception n'est pas supposé être une onde plane. La seule hypothèse faite dans cette approche est que la distribution réelle de courant le long de l'antenne filaire est sinusoïdale.

La valeur de SA_c calculée à partir des relations analytiques se trouve dans la fourchette de $\pm 0,01$ dB de la valeur de SA_c obtenue à partir des calculs numériques précis à condition que la valeur L_a d'une antenne filaire suffisamment fine soit utilisée dans l'approche analytique. Dans le contexte de cette norme, «suffisamment mince» signifie que le rayon R_{we} de l'antenne filaire satisfait aux conditions suivantes [T.1]*:

$$\alpha = 2 \ln \left(\frac{L_a}{R_{we}} \right) \text{ avec } \alpha \geq 30$$

Pour un doublet demi-onde ($L_a = \lambda_0/2$), cette condition est donnée par l'équation suivante:

$$R_{we} = \frac{\lambda_0}{2\sqrt{e^\alpha}} \text{ avec } \alpha \geq 30 \quad (T.1)$$

Un exemple numérique complet, y compris des considérations sur l'incertitude de mesure, est donné en T.1.3. L'annexe V donne un exemple de programme informatique permettant de calculer les différentes quantités.

T.1.1 Longueur totale de l'antenne d'essai

Par définition, la longueur totale $L_a(f)$ de l'antenne d'essai, c'est-à-dire le doublet résonnant en espace libre à la fréquence f , est obtenu en résolvant l'équation suivante:

$$X_a(f, R_{we}) = 0 \quad (T.2)$$

où

$X_a(f, R_{we})$ est la partie imaginaire de l'impédance de ce doublet rayonnant dans un milieu non limité, c'est-à-dire en espace libre;

R_{we} est le rayon de l'élément filaire, supposé être constant sur toute sa longueur (éléments non télescopiques) et être très inférieur à L_a .

* Les références entre crochets renvoient aux documents donnés à l'article T.3.

Annex T (informative)

Antenna and site attenuation theory (subclause 5.13)

T.1 Analytical relations

This clause gives an analytical approach to the calculation of the total length $L_a(f)$ of the wire antenna (T.1.1) and the site attenuation SA_c (T.1.2). The model takes into account the mutual coupling between the transmitting antenna, the receiving antenna and their images in the reflecting plane. It also accounts for the actual field distribution along the receiving antenna, i.e. it is not assumed that the field arriving at the receiving antenna is a plane wave. The only assumption made in this approach is that the current distribution over the wire antenna is sinusoidal.

A value of SA_c calculated from the analytical relations is within $\pm 0,01$ dB of the value of SA_c obtained from exact numerical calculations provided the value of L_a of a sufficiently thin wire antenna is used in the analytical approach. In the context of this standard, sufficiently thin means that the radius R_{we} of the wire antenna satisfies the following condition [T.1]*:

$$\alpha = 2 \ln \left(\frac{L_a}{R_{we}} \right) \text{ with } \alpha \geq 30$$

For a half-wavelength dipole antenna ($L_a = \lambda_0/2$) this condition is given by the following equation:

$$R_{we} = \frac{\lambda_0}{2\sqrt{e^\alpha}} \text{ with } \alpha \geq 30 \quad (\text{T.1})$$

A complete numerical example, including measurement uncertainty considerations is given in T.1.3. Annex V gives an example of a computer program to calculate the various quantities.

T.1.1 Total length of the test antenna

By definition, the total length $L_a(f)$ of the test antenna, i.e. the free-space resonant dipole at the frequency f follows when solving the following equation:

$$X_a(f, R_{we}) = 0 \quad (\text{T.2})$$

where

$X_a(f, R_{we})$ is the imaginary part of the impedance of that dipole radiating into an unbounded medium, i.e. in free space;

R_{we} is the radius of a wire element, assumed to be a constant along its length (non-telescopic elements) and to be much smaller than L_a .

* References in square brackets refer to the reference documents given in clause T.3.

L'intervalle d'alimentation W_g est supposé infiniment petit. X_a est donné par l'équation suivante (voir [T.2]):

$$X_a = \frac{\eta}{4\pi} \left[2 \operatorname{Si}(kL_a) + \cos(kL_a) \times \{ 2 \operatorname{Si}(kL_a) - \operatorname{Si}(2kL_a) \} - \sin(kL_a) \{ 2 \operatorname{Ci}(kL_a) - \operatorname{Ci}(kL_a) - \operatorname{Ci}(2kR_{we}^2/L_a) \} \right] \times \sin^{-2}(kL_a/2) \quad (\text{T.3})$$

où

$$\eta = 377 \, \Omega;$$

$$k = 2\pi/\lambda_0; \text{ et}$$

λ_0 est la longueur d'onde dans le vide.

$\operatorname{Si}(x)$ et $\operatorname{Ci}(x)$ sont donnés par les équations suivantes:

$$\operatorname{Si}(x) = \int_0^x \frac{\sin(\tau)}{\tau} d\tau \quad (\text{T.4a})$$

$$\operatorname{Ci}(x) = \int_{-\infty}^x \frac{\cos(\tau)}{\tau} d\tau \quad (\text{T.4b})$$

$$\begin{aligned} \operatorname{Si}(x) &= \frac{\pi}{2} - f(x) \cos x - g(x) \sin x \quad (x \geq 1) \\ \operatorname{Si}(x) &= \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n x^{2n+1}}{(2n+1)(2n+2)!} \quad (x < 1) \end{aligned} \quad (\text{T.5a})$$

et peuvent être calculés de façon suffisamment précise à partir de [T.3]

$$\begin{aligned} \operatorname{Ci}(x) &= f(x) \sin x - g(x) \cos x \quad (x \geq 1) \\ \operatorname{Ci}(x) &= \gamma + \ln x + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^n x^{2n}}{2n (2n)!} \quad (x < 1) \end{aligned} \quad (\text{T.5b})$$

$$f(x) = \frac{1}{x} \left(\frac{x^4 + a_1 x^2 + a_2}{x^4 + b_1 x^2 + b_2} \right), g(x) = \frac{1}{x^2} \left(\frac{x^4 + c_1 x^2 + c_2}{x^4 + d_1 x^2 + d_2} \right) \quad (\text{T.5c})$$

avec	$a_1 = 7,241163$	$b_1 = 9,068580$	$c_1 = 7,547478$	$d_1 = 12,723684$
	$a_2 = 2,463936$	$b_2 = 7,157433$	$c_2 = 1,564072$	$d_2 = 15,723606$

Les valeurs de $L_a(f)$ du tableau T.1 ont été obtenues à partir de l'équation (T.2) et en utilisant les équations (T.3) à (T.5).

T.1.2 Affaiblissement théorique de l'emplacement

L'affaiblissement de l'emplacement (SA) est calculé en utilisant un modèle de réseau [T.4] (voir figure T.1). Le générateur RF fournit un signal aux points d'alimentation A et B du symétriseur de l'antenne d'émission. Le signal arrivant aux points d'alimentation C et D de l'antenne de réception est mesuré à travers l'impédance de réception Z_r . Les câbles et symétriseurs sont représentés par les réseaux en T.

The feed-point gap W_g is assumed to be infinitely small. X_a is given by the following equation (see [T.2]):

$$X_a = \frac{\eta}{4\pi} \times [2 \operatorname{Si}(kL_a) + \cos(kL_a) \times \{2 \operatorname{Si}(kL_a) - \operatorname{Si}(2kL_a)\} - \sin(kL_a) \{2 \operatorname{Ci}(kL_a) - \operatorname{Ci}(kL_a) - \operatorname{Ci}(2kR_{we}^2/L_a)\}] \times \sin^{-2}(kL_a/2) \quad (\text{T.3})$$

where

$\eta = 377 \, \Omega$;

$k = 2\pi/\lambda_0$; and

λ_0 the wavelength in vacuum.

$\operatorname{Si}(x)$ and $\operatorname{Ci}(x)$ are given by the following equations:

$$\operatorname{Si}(x) = \int_0^x \frac{\sin(\tau)}{\tau} d\tau \quad (\text{T.4a})$$

$$\operatorname{Ci}(x) = \int_{-\infty}^x \frac{\cos(\tau)}{\tau} d\tau \quad (\text{T.4b})$$

$$\begin{aligned} \operatorname{Si}(x) &= \frac{\pi}{2} - f(x) \cos x - g(x) \sin x \quad (x \geq 1) \\ \operatorname{Si}(x) &= \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n x^{2n+1}}{(2n+1)(2n+1)!} \quad (x < 1) \end{aligned} \quad (\text{T.5a})$$

and can be calculated sufficiently accurately from [T.3]

$$\begin{aligned} \operatorname{Ci}(x) &= f(x) \sin x - g(x) \cos x \quad (x \geq 1) \\ \operatorname{Ci}(x) &= \gamma + \ln x + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^n x^{2n}}{2n (2n)!} \quad (x < 1) \end{aligned} \quad (\text{T.5b})$$

$$f(x) = \frac{1}{x} \left(\frac{x^4 + a_1 x^2 + a_2}{x^4 + b_1 x^2 + b_2} \right), g(x) = \frac{1}{x^2} \left(\frac{x^4 + c_1 x^2 + c_2}{x^4 + d_1 x^2 + d_2} \right) \quad (\text{T.5c})$$

with $a_1 = 7,241163$ $b_1 = 9,068580$ $c_1 = 7,547478$ $d_1 = 12,723684$
 $a_2 = 2,463936$ $b_2 = 7,157433$ $c_2 = 1,564072$ $d_2 = 15,723606$

The $L_a(f)$ data in table T.1 have been derived from equation (T.2), using equations (T.3) to (T.5).

T.1.2 Theoretical site attenuation

The site attenuation (SA) is calculated by using a network model [T.4] (see figure T.1). The RF generator supplies a signal to the feed terminals A and B at the balun of the transmitting antenna. The signal arriving at the feed terminals C and D of the receiving antenna is measured across the receiver impedance Z_r . The cables and baluns are represented by the T-networks.

Lorsque les tensions de référence $U_{r1}(f)$ et $U_{r2}(f)$ (voir 5.13.4.4.1 et 5.13.4.4.4) sont mesurées, les points d'alimentation A et C sont reliés par un conducteur court présentant une impédance négligeable. B et D sont reliés de façon similaire. Lorsque l'on mesure $U_s(f)$ (voir 5.13.4.4.3), avec les antennes filaires reliées aux points d'alimentation et les antennes d'essai dans leur positions spécifiées, l'influence de l'emplacement sur la propagation du signal est représentée par un réseau en T avec les accès AB et CD tels que montrés sur la figure T.1.

Le circuit de la figure T.1 peut être simplifié comme représenté à la figure T.2 où Z_{AB} et Z_{CD} sont les impédances mesurées aux accès symétriques (voir annexe S). Du circuit de la figure T.2 il découle que, lors de la mesure de la tension de référence U_r (de telle sorte que $Z_1 = Z_2 = 0$ et $Z_3 = \infty$)

$$U_{CD} = U_{CD,r} = \frac{Z_{CD}}{Z_{AB} + Z_{CD}} U_t \quad (T.6)$$

Il découle également que, lors de la mesure de U_s

$$U_{CD} = U_{CD,s} = \frac{Z_{CD} Z_3}{(Z_{AB} + Z_1 + Z_3)(Z_{CD} + Z_2 + Z_3) + Z_3^2} U_t \quad (T.7)$$

de sorte que l'affaiblissement de l'emplacement calculé SA_c est donné par

$$SA_c = \frac{U_{CD,r}}{U_{CD,s}} = \frac{(Z_{AB} + Z_1 + Z_3)(Z_{CD} + Z_2 + Z_3) - Z_3^2}{Z_3(Z_{AB} + Z_{CD})} \quad (T.8)$$

L'étape suivante consiste à relier les impédances Z_1 , Z_2 et Z_3 à la situation réelle donnée à la figure T.3, c'est-à-dire avec les deux antennes d'essai situées au-dessus du plan réfléchissant.

Le transfert du signal entre l'accès émission 1 (bornes d'alimentation A et B) et l'accès réception 2 (bornes d'alimentation C et D) est influencé par les différents couplages entre les antennes et leurs images. A la figure T.3, cela est indiqué par les impédances de transfert Z_{nm} (n, m : 1 à 4, $n \neq m$).

Les tensions aux bornes U_{AB} et U_{CD} sont liées aux courants dans les quatre antennes I_1 à I_4 de la figure T.3 par les équations:

$$\begin{aligned} U_{AB} &= Z_{11} I_1 + Z_{12} I_2 + Z_{13} I_3 + Z_{14} I_4 \\ U_{CD} &= Z_{21} I_1 + Z_{22} I_2 + Z_{23} I_3 + Z_{24} I_4 \end{aligned} \quad (T.9)$$

Pour le plan réfléchissant théorique et dans le cas d'antennes polarisées horizontalement qui sont alignées parallèlement l'une à l'autre, $I_3 = \rho I_1$ et $I_4 = \rho I_2$, où $\rho = re^{j\phi}$ est le coefficient de réflexion complexe du plan conducteur. Dans le cas idéal, $\rho = -1$ dans la configuration actuelle. De plus, du fait de la réciprocité, $Z_{12} = Z_{21}$ et $Z_{23} = Z_{14}$. L'équation (T.9) se réduit donc à ce qui suit:

$$\begin{aligned} U_{AB} &= (Z_{11} + \rho Z_{13}) I_1 + (Z_{12} + \rho Z_{14}) I_2 \\ U_{CD} &= (Z_{12} + \rho Z_{14}) I_1 + (Z_{22} + \rho Z_{24}) I_2 \end{aligned} \quad (T.10)$$

Du circuit de la figure T.2 on déduit l'équation suivante:

$$\begin{aligned} U_{AB} &= (Z_1 + Z_3) I_1 + Z_3 I_2 \\ U_{CD} &= Z_3 I_1 + (Z_2 + Z_3) I_2 \end{aligned} \quad (T.11)$$

When the reference voltages $U_{r1}(f)$ and $U_{r2}(f)$ (see 5.13.4.4.1 and 5.13.4.4.4) are measured, the feed terminals A and C are interconnected by a short conductor having a negligible impedance. Similarly, B and D are interconnected. When measuring $U_s(f)$ (see 5.13.4.4.3), with the wire antennas connected to the feed terminals and the test antennas in their specified positions, the influence of the site on the signal transfer is represented by a T-network with ports AB and CD as shown in figure T.1.

The circuit of figure T.1 can be simplified to that of figure T.2, in which Z_{AB} and Z_{CD} are the measured balanced-port impedances (see annex S). From the circuit in figure T.2 it follows that when measuring the reference voltage U_r (so that $Z_1 = Z_2 = 0$ and $Z_3 = \infty$):

$$U_{CD} = U_{CD,r} = \frac{Z_{CD}}{Z_{AB} + Z_{CD}} U_t \quad (T.6)$$

It also follows that when measuring U_s

$$U_{CD} = U_{CD,s} = \frac{Z_{CD} Z_3}{(Z_{AB} + Z_1 + Z_3)(Z_{CD} + Z_2 + Z_3) - Z_3^2} U_t \quad (T.7)$$

so that the calculated site attenuation SA_c is given by

$$SA_c = \frac{U_{CD,r}}{U_{CD,s}} = \frac{(Z_{AB} + Z_1 + Z_3)(Z_{CD} + Z_2 + Z_3) - Z_3^2}{Z_3(Z_{AB} + Z_{CD})} \quad (T.8)$$

The next step is to relate the impedances Z_1 , Z_2 and Z_3 to the actual situation as depicted in figure T.3, i.e. to the two test antennas above the reflecting plane.

The signal transfer between the transmitting port 1 (feed terminals A and B) and the receiving port 2 (feed terminals C and D) is influenced by the various couplings between the antennas and their images. In figure T.3 this is indicated by the transfer impedances Z_{nm} ($n, m: 1$ to 4 , $n \neq m$).

The terminal voltages U_{AB} and U_{CD} are formally related to the antenna currents I_1 through I_4 of the four antennas in figure T.3 via

$$\begin{aligned} U_{AB} &= Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 + Z_{13}I_3 + Z_{14}I_4 \\ U_{CD} &= Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 + Z_{23}I_3 + Z_{24}I_4 \end{aligned} \quad (T.9)$$

For the theoretical reflecting plane and in the case of horizontally polarized antennas which are aligned parallel to each other $I_3 = \rho I_1$ and $I_4 = \rho I_2$, where $\rho = re^{j\phi}$ is the complex reflection coefficient of the conducting plane. In the ideal case, $\rho = -1$ in the present configuration. Moreover, because of reciprocity $Z_{12} = Z_{21}$ and $Z_{23} = Z_{14}$. So equation (T.9) reduces to the following:

$$\begin{aligned} U_{AB} &= (Z_{11} + \rho Z_{13})I_1 + (Z_{12} + \rho Z_{14})I_2 \\ U_{CD} &= (Z_{12} + \rho Z_{14})I_1 + (Z_{22} + \rho Z_{24})I_2 \end{aligned} \quad (T.10)$$

From the circuit in figure T.2 it follows that

$$\begin{aligned} U_{AB} &= (Z_1 + Z_3)I_1 + Z_3I_2 \\ U_{CD} &= Z_3I_1 + (Z_2 + Z_3)I_2 \end{aligned} \quad (T.11)$$

et la comparaison avec l'équation (T.10) conduit à

$$Z_1 + Z_3 = Z_{11} + \rho Z_{13}, \quad Z_2 + Z_3 = Z_{22} + \rho Z_{24} \quad \text{et } Z_3 = Z_{12} + \rho Z_{14}$$

de telle façon que l'équation (T.8) peut se réécrire comme suit:

$$SA_c = \frac{(Z_{AB} + Z_{11} + \rho Z_{13})(Z_{CD} + Z_{22} + \rho Z_{24}) - (Z_{12} + \rho Z_{14})^2}{(Z_{12} + \rho Z_{14})(Z_{AB} + Z_{CD})} \quad (T.12)$$

A partir de l'équation (T.9) il découle que Z_{11} et Z_{22} sont l'impédance d'entrée de l'antenne filaire rayonnant en espace libre, c'est-à-dire en l'absence de plan réfléchissant. La partie imaginaire de ces impédances peut être calculée à partir de $X_{11} = X_{22} = X_a$ tel que donné par l'équation (T.3) et la partie réelle $R_{11} = R_{22} = R_a$ à partir de ce qui suit:

$$\begin{aligned} R_a &= \frac{\eta}{2\pi} \{ \gamma + \ln(kL_a) - Ci(kL_a) \\ &+ \frac{1}{2} \sin(kL_a) \times [Si(2kL_a) - 2Si(kL_a)] \\ &+ \frac{1}{2} \cos(kL_a) \times [\gamma + \ln(kL_a/2) + Ci(2kL_a) - 2Ci(kL_a)] \} \times \sin^{-2}(kL_a/2) \end{aligned} \quad (T.13)$$

Les impédances mutuelles Z_{12} , Z_{13} , Z_{14} et Z_{24} peuvent être calculées à l'aide du théorème de réciprocité de Lorentz [T.1, T.2]. Dans ce calcul, le champ réel le long de l'antenne filaire est pris en compte, ce qui ne nécessite plus de faire l'hypothèse qu'une onde plane arrive sur l'antenne de réception. La seule hypothèse faite est que la distribution de courant dans les antennes filaires est sinusoïdale, ce qui est acceptable si $L_a(f) \approx \lambda_0/2$ et si R_{we} satisfait aux conditions données à l'équation (T.1).

Si $Z_{nm} = R_{nm} + jX_{nm}$ ($n = 1 \text{ à } 4$, $m = 1 \text{ à } 4$, $n \neq m$), la partie réelle est donnée par ce qui suit [T.1]:

$$\begin{aligned} R_{nm} &= \frac{\eta}{4\pi} \times \{ 2[2Ci(kr_{nm}) - Ci(ks_3) - Ci(ks_4)] \\ &+ \cos(kL_a) \times [2Ci(kr_{nm}) + Ci(ks_1) + Ci(ks_2) - Ci(ks_3) - 2Ci(ks_4)] + \sin(kL_a) \\ &+ \sin(kL_a) \times [Si(ks_1) - Si(ks_2) - 2Si(ks_3) + 2Si(ks_4)] \} \times \sin^{-2}(kL_a/2) \end{aligned} \quad (T.14)$$

et la partie imaginaire par ce qui suit:

$$\begin{aligned} X_{nm} &= \frac{-\eta}{4\pi} \times \{ 2[2Si(kr_{nm}) - Si(ks_3) - Si(ks_4)] \\ &+ \cos(kL_a) \times [2Si(kr_{nm}) + Si(ks_1) + Si(ks_2) - 2Si(ks_3) - 2Si(ks_4)] \\ &- \sin(kL_a) \times [Si(ks_1) - Ci(ks_2) - 2Ci(ks_3) + 2Ci(ks_4)] \} \times \sin^{-2}(kL_a/2) \end{aligned} \quad (T.15)$$

où r_{nm} est la distance entre les centres des antennes n et m , et

$$\begin{aligned} s_1 &= \sqrt{r_{nm}^2 + L_a^2} + L_a \\ s_2 &= \sqrt{r_{nm}^2 + L_a^2} - L_a \\ s_3 &= \sqrt{r_{nm}^2 + (L_a/2)^2} + L_a/2 \\ s_4 &= \sqrt{r_{nm}^2 + (L_a/2)^2} - L_a/2 \end{aligned} \quad (T.16)$$

and comparison with equation (T.10) yields

$$Z_1 + Z_3 = Z_{11} + \rho Z_{13}, \quad Z_2 + Z_3 = Z_{22} + \rho Z_{24} \quad \text{and} \quad Z_3 = Z_{12} + \rho Z_{14}$$

so that equation (T.8) can be rewritten as

$$SA_c = \frac{(Z_{AB} + Z_{11} + \rho Z_{13})(Z_{CD} + Z_{22} + \rho Z_{24}) - (Z_{12} + \rho Z_{14})^2}{(Z_{12} + \rho Z_{14})(Z_{AB} + Z_{CD})} \quad (T.12)$$

From equation (T.9) it follows that Z_{11} and Z_{22} are the input impedance of the wire antenna radiating into free space, thus in absence of the reflecting plane. The imaginary part of these impedances can be calculated from $X_{11} = X_{22} = X_a$ as given by equation (T.3), the real part $R_{11} = R_{22} = R_a$ from the following:

$$\begin{aligned} R_a = & \frac{\eta}{2\pi} \left\{ \gamma + \ln(kL_a) - Ci(kL_a) \right. \\ & + \frac{1}{2} \sin(kL_a) \times [Si(2kL_a) - 2Si(kL_a)] \\ & \left. + \frac{1}{2} \cos(kL_a) \times [\gamma + \ln(kL_a/2) + Ci(2kL_a) - 2Ci(kL_a)] \right\} \times \sin^{-2}(kL_a/2) \end{aligned} \quad (T.13)$$

The mutual impedances Z_{12} , Z_{13} , Z_{14} and Z_{24} can be calculated with the aid of the Lorentz reciprocity theorem [T.1, T.2]. In this calculation the actual field along the wire antenna is taken into account, thus eliminating the need to assume a plane wave arriving at the receiving antenna. The only assumption made is that the current distribution on the wire antennas is sinusoidal, which is allowed if $L_a(f) \approx \lambda_0/2$ and if R_{we} satisfies the condition given in equation (T.1).

If $Z_{nm} = R_{nm} + jX_{nm}$ ($n = 1, \dots, 4$, $m = 1, \dots, 4$, $n \neq m$) the real part is given by the following [T.1]:

$$\begin{aligned} R_{nm} = & \frac{\eta}{4\pi} \times \left\{ 2[2Ci(kr_{nm}) - Ci(ks_3) - Ci(ks_4)] \right. \\ & + \cos(kL_a) \times [2Ci(kr_{nm}) + Ci(ks_1) + Ci(ks_2) - Ci(ks_3) - 2Ci(ks_4)] + \sin(kL_a) \\ & \left. + \sin(kL_a) \times [Si(ks_1) - Si(ks_2) - 2Si(ks_3) + 2Si(ks_4)] \right\} \times \sin^{-2}(kL_a/2) \end{aligned} \quad (T.14)$$

and the imaginary part by the following:

$$\begin{aligned} X_{nm} = & \frac{-\eta}{4\pi} \times \left\{ 2[2Si(kr_{nm}) - Si(ks_3) - Si(ks_4)] \right. \\ & + \cos(kL_a) \times [2Si(kr_{nm}) + Si(ks_1) + Si(ks_2) - 2Si(ks_3) - 2Si(ks_4)] \\ & \left. - \sin(kL_a) \times [Si(ks_1) - Ci(ks_2) - 2Ci(ks_3) + 2Ci(ks_4)] \right\} \times \sin^{-2}(kL_a/2) \end{aligned} \quad (T.15)$$

where r_{nm} is the distance between the centres of the antennas n and m , and

$$\begin{aligned} s_1 &= \sqrt{r_{nm}^2 + L_a^2} + L_a \\ s_2 &= \sqrt{r_{nm}^2 + L_a^2} - L_a \\ s_3 &= \sqrt{r_{nm}^2 + (L_a/2)^2} + L_a/2 \\ s_4 &= \sqrt{r_{nm}^2 + (L_a/2)^2} - L_a/2 \end{aligned} \quad (T.16)$$

Désormais SA_c , comme requis en 5.13.5.3.1, peut être calculé à partir de l'équation (T.12) puisque toutes les impédances de cette équation sont connues: Z_{AB} et Z_{CD} à partir de données expérimentales (voir l'annexe S), les autres impédances étant calculées à partir des équations (T.3) et (T.13) à (T.16). Les mêmes équations peuvent être utilisées pour calculer $SA_c(h_r)$ à une fréquence donnée, de façon à déterminer $h_{r,max}(f_s)$ requis en 5.13.5.3.2, et à calculer les incertitudes de mesure ΔSA_t et $\Delta h_{r,max}$ nécessaires en 5.13.5.2.2 et 5.13.5.3.2.

T.1.3 Exemple numérique

Les résultats d'un exemple numérique sont donnés au tableau T.1: calculs de L_a et SA_c , tableau T.2: calculs de ΔSA_t , tableau T.3: calculs de h_{rc} et Δh_{rt} , et au tableau T.4: calculs de f_c et Δf_t . Un exemple de programme informatique pour calculer ces données est fourni à l'annexe V.

Dans ces calculs la hauteur de l'antenne de réception et celle de l'antenne d'émission, la distance horizontale entre les centres de ces antennes, et les fréquences ont les valeurs définies en 5.13.4. Lorsque l'on effectue des calculs d'incertitude de mesure, les tolérances données en 5.13.5.2.1 ont été utilisées.

Dans la gamme $30 \text{ MHz} \leq f < 180 \text{ MHz}$ il a été supposé que le rayon de l'antenne filaire $R_{we} = 5,0 \text{ mm}$, et que $R_{we} = 1,5 \text{ mm}$ si $180 \text{ MHz} \leq f \leq 1\,000 \text{ MHz}$.

T.1.3.1 Calculs de L_a et SA_c (tableau T.1)

La longueur de l'antenne $L_a(f)$ a été calculée à partir de l'équation (T.2). La valeur de $SA_c(f)$ a été calculée à partir des équations (T.13) à (T.16), en supposant des symétriseurs idéaux avec des impédances d'accès équilibrées ayant la valeur préférentielle de $(100 + j0) \Omega$, et supposant un plan de réflexion idéal, c'est-à-dire $\rho = -1$.

T.1.3.2 Calculs de ΔSA_t (tableau T.2)

L'incertitude de mesure ΔSA_t (5.13.5.2.2) avec une confiance de 95 % peut être calculée à partir de ce qui suit [T.6].

$$\Delta SA_t = \frac{2}{\sqrt{3}} \sqrt{\sum_{i=1}^9 \Delta SA_c^2(i)} \quad (\text{T.17})$$

en supposant une distribution de probabilité rectangulaire des variables $\Delta SA_c(i)$ et en prenant en compte les incertitudes des $p = 9$ variables: h_r , h_t , d , f , Z_{AB} , Z_{CD} , L_a , A_b et ϕ_b (voir aussi le tableau 20).

Pour les six premières variables ΔSA_c peut être calculé à partir de

$$SA_c(i) = \text{Max} [\text{Abs}\{SA_c - SA(p_i \pm \Delta p_i)\}] \quad (i = 1, 2, \dots, 6) \quad (\text{T.18})$$

où

SA_c est la valeur nominale de l'affaiblissement de l'emplacement tel que calculé en T.1.3.1;

$SA(p_i + \Delta p_i)$ et $SA(p_i - \Delta p_i)$ sont les affaiblissements de l'emplacement calculés pour la variable p plus la tolérance Δp et p moins cette tolérance.

Now SA_c , as needed in 5.13.5.3.1, can be calculated from equation (T.12) as all impedances in that equation are known: Z_{AB} and Z_{CD} from experimental data (see annex S), and the other impedances as calculated from equations (T.3) and (T.13) to (T.16). The same equations can be used to calculate $SA_c(h_r)$ at a given frequency, so as to determine $h_{r,max}(f_s)$ as needed in 5.13.5.3.2, and to calculate the measurement uncertainties ΔSA_t and $\Delta h_{r,max}$ needed in 5.13.5.2.2 and 5.13.5.3.2.

T.1.3 Numerical example

Results of a numerical example are given in table T.1: L_a and SA_c calculations; table T.2: ΔSA_t calculations; table T.3: h_{rc} and Δh_{rt} calculations; and table T.4: f_c and Δf_t calculations. An example of a computer program to calculate these data is given in annex V.

In all calculations the height of the receiving antenna and that of the transmitting antenna, the horizontal distance between the centres of the antennas, and the frequencies have the values specified in 5.13.4. When performing measurement uncertainty calculations, the tolerances given in 5.13.5.2.1 have been used.

In the range $30 \text{ MHz} \leq f < 180 \text{ MHz}$ it has been assumed that the radius of the wire antenna $R_{we} = 5,0 \text{ mm}$, and that $R_{we} = 1,5 \text{ mm}$ if $180 \text{ MHz} \leq f \leq 1\,000 \text{ MHz}$.

T.1.3.1 L_a and SA_c calculations (table T.1)

The antenna length $L_a(f)$ has been calculated from equation (T.2). The value of $SA_c(f)$ has been calculated from equations (T.13) to (T.16), assuming ideal baluns with balanced port impedances having the preferred value of $(100 + j0) \Omega$, and assuming an ideal reflecting plane, i.e. $\rho = -1$.

T.1.3.2 ΔSA_t calculations (table T.2)

The measurement uncertainty ΔSA_t (5.13.5.2.2) with 95 % confidence level can be calculated from the following (see [T.6])

$$\Delta SA_t = \frac{2}{\sqrt{3}} \sqrt{\sum_{i=1}^9 \Delta SA_c^2(i)} \quad (\text{T.17})$$

assuming a rectangular probability distribution of the variables $\Delta SA_c(i)$ and accounting for the uncertainties in the $p = 9$ variables: h_r , h_t , d , f , Z_{AB} , Z_{CD} , L_a , A_b and ϕ_b (see also table 20).

For the first six variables, ΔSA_c can be calculated from

$$SA_c(i) = \text{Max} [\text{Abs}\{SA_c - SA(p_i \pm \Delta p_i)\}] \quad (i = 1, 2, \dots, 6) \quad (\text{T.18})$$

where

SA_c is the nominal value of the site attenuation as calculated in T.1.3.1;

$SA(p_i + \Delta p_i)$ and $SA(p_i - \Delta p_i)$ are the calculated site attenuation for the variable p plus the tolerance Δp and p minus that tolerance.

Les résultats de ΔSA_c dus à Δh_r , Δh_t , Δd et Δf spécifiés au tableau 20 sont donnés dans les colonnes 3 à 6 du tableau T.2.

NOTE Lorsque l'on calcule l'effet de Δf , la longueur de l'antenne L_a reste une constante égale à L_a à la fréquence nominale. Dans la «procédure SA» du programme informatique fourni à l'annexe V, la variable «f0» garde L_a constant lorsque la variable «f» qui représente la fréquence varie.

Tableau T.1 – Exemple numérique, calcul de L_a , SA_c (voir T.1.3.1)

f MHz	h_r m	R_{we} mm	L_a m	SA_c dB	f MHz	h_r m	R_{we} mm	L_a m	SA_c dB
30	4,00	5,00	4,803	21,03	160	2,00	5,00	0,885	26,44
35	4,00	5,00	4,112	20,95	180	2,00	1,50	0,797	27,52
40	4,00	5,00	3,594	20,60	200	2,00	1,50	0,716	29,37
45	4,00	5,00	3,192	20,70	250	1,50	1,50	0,572	30,43
50	4,00	5,00	2,870	21,12	300	1,50	1,50	0,476	32,47
60	4,00	5,00	2,388	22,13	400	1,20	1,50	0,355	34,90
70	4,00	5,00	2,043	21,76	500	2,30	1,50	0,283	37,02
80	4,00	5,00	1,785	20,93	600	2,00	1,50	0,236	38,35
90	4,00	5,00	1,585	21,49	700	1,70	1,50	0,201	39,59
100	4,00	5,00	1,425	22,97	800	1,50	1,50	0,176	40,91
120	4,00	5,00	1,185	25,16	900	1,30	1,50	0,156	41,84
140	2,00	5,00	1,013	27,20	1 000	1,20	1,50	0,140	42,71

Pour les impédances Z_{AB} et Z_{CD} , le tableau 20 spécifie un ROS maximal de 1,10. Dans le présent exemple numérique, cela signifie que les deux impédances ont un cercle (centre à $p = 100 + j0 \Omega$, rayon de $\Delta p = 9,5 \Omega$) comme contour du plan d'impédance. Des études montrent qu'il est seulement nécessaire d'effectuer des calculs pour $p = (100 \pm \Delta p + j0)$ et $p = (100 \pm j\Delta p)$. Les résultats des calculs sont donnés aux colonnes 7 et 8. On notera que les valeurs de ΔSA_c des colonnes 7 et 8 du tableau T.2 sont égales seulement lorsque $h_r = h_t$.

Le ΔSA_c associé avec L_a , A_b et ϕ_b peut seulement être estimé à l'aide de méthodes numériques, tel que discuté à l'article T.2. En utilisant ces techniques, on trouve que $\Delta SA_c(L_a) < 0,03$ dB et que $\Delta SA_c(A_b, \phi_b) < 0,03$ dB.

La colonne 9 du tableau T.2 donne la somme quadratique $\Delta SA_\Sigma = \sqrt{[\Sigma \{\Delta SA(i)\}]}$ des six valeurs ΔSA_c des colonnes précédentes. Les valeurs pour un niveau de confiance de 95 % de la colonne 10 viennent de 10 en multipliant les données de la colonne 9 par $2/\sqrt{3}$ (voir l'équation (T.17)). Les valeurs pour un niveau de confiance de 95 % de ΔSA_t viennent de l'équation suivante:

$$\Delta SA_t(\text{CL} = 95 \%) = \frac{2}{\sqrt{3}} \sqrt{\left\{ \sum_{i=1}^6 \Delta SA_c^2(i) \right\} + \Delta SA_c^2(L_a) + \Delta SA_c^2(A_b, \phi_b)} \quad (\text{T.19})$$

En supposant que $\Delta SA_c(L_a) = 0,03$ dB et $\Delta SA_c(A_b, \phi_b) = 0,03$ dB, on obtient les valeurs de ΔSA_t données à la colonne 11. Dans cet exemple, la valeur maximale est égale à $\Delta SA_t = 0,19$ dB (à 80 MHz). C'est pourquoi la valeur de $\Delta SA_t = 0,20$ dB est indiquée en 5.13.5.3.1.

Results of ΔSA_c caused by Δh_r , Δh_t , Δd and Δf specified in table 20 are given in columns 3 to 6 of table T.2.

NOTE When calculating the effect of Δf , the antenna length L_a remains a constant equal to L_a at the nominal frequency. In the "procedure SA" in the computer program given in annex V, the variable "f0" keeps L_a constant when varying the variable "f" representing the frequency.

Table T.1 – Numerical example, calculation of L_a , SA_c (see T.1.3.1)

f MHz	h_r m	R_{we} mm	L_a m	SA_c dB	f MHz	h_r m	R_{we} mm	L_a m	SA_c dB
30	4,00	5,00	4,803	21,03	160	2,00	5,00	0,885	26,44
35	4,00	5,00	4,112	20,95	180	2,00	1,50	0,797	27,52
40	4,00	5,00	3,594	20,60	200	2,00	1,50	0,716	29,37
45	4,00	5,00	3,192	20,70	250	1,50	1,50	0,572	30,43
50	4,00	5,00	2,870	21,12	300	1,50	1,50	0,476	32,47
60	4,00	5,00	2,388	22,13	400	1,20	1,50	0,355	34,90
70	4,00	5,00	2,043	21,76	500	2,30	1,50	0,283	37,02
80	4,00	5,00	1,785	20,93	600	2,00	1,50	0,236	38,35
90	4,00	5,00	1,585	21,49	700	1,70	1,50	0,201	39,59
100	4,00	5,00	1,425	22,97	800	1,50	1,50	0,176	40,91
120	4,00	5,00	1,185	25,16	900	1,30	1,50	0,156	41,84
140	2,00	5,00	1,013	27,20	1 000	1,20	1,50	0,140	42,71

For the impedances Z_{AB} and Z_{CD} , table 20 specifies a maximum VSWR of 1,10. In the present numerical example this means that both impedances have a circle (centre at $p = 100 + j0 \Omega$, radius $\Delta p = 9,5 \Omega$) as a boundary in the impedance plane. Investigations show that it is sufficient to only perform the calculations for $p = (100 \pm \Delta p + j0)$ and $p = (100 \pm j\Delta p)$. Results of calculations are given in columns 7 and 8. Note that the ΔSA_c values given in table T.2 columns 7 and 8 are equal only when $h_r = h_t$.

ΔSA_c associated with L_a , A_b and ϕ_b can only be estimated via numerical techniques, such as discussed in clause T.2. Using these techniques it is found that $\Delta SA_c(L_a) < 0,03 \text{ dB}$ and that $\Delta SA_c(A_b, \phi_b) < 0,03 \text{ dB}$.

Table T.2 column 9 gives the root-sum-square (RSS) value $\Delta SA_\Sigma = \sqrt{[\sum \Delta SA(i)]}$ of the six values ΔSA_c in the preceding columns. The 95 % confidence level values in column 10 follow 10 from multiplying the column 9 data by $2/\sqrt{3}$ (see equation (T.17)). The 95 % confidence level values of ΔSA_t follow from:

$$\Delta SA_t(\text{CL} = 95 \%) = \frac{2}{\sqrt{3}} \sqrt{\left\{ \sum_{i=1}^6 \Delta SA_c^2(i) \right\} + \Delta SA_c^2(L_a) + \Delta SA_c^2(A_b, \phi_b)} \quad (\text{T.19})$$

Assuming $\Delta SA_c(L_a) = 0,03 \text{ dB}$ and $\Delta SA_c(A_b, \phi_b) = 0,03 \text{ dB}$, the ΔSA_t values given in column 11 follow. In this example, the maximum value equals $\Delta SA_t = 0,19 \text{ dB}$ (at 80 MHz). This is why a value of $\Delta SA_t = 0,20 \text{ dB}$ is mentioned in 5.13.5.3.1.

Tableau T.2 – Exemple numérique, calcul de ΔSA_t (voir T.1.3.2)

Fréquence MHz	SA_c dB	Δh_r ΔSA_c dB	Δh_t ΔSA_c dB	Δd ΔSA_c dB	Δf ΔSA_c dB	ΔZ_{AB} ΔSA_c dB	ΔZ_{CD} ΔSA_c dB	RSS ΔSA_z dB	95 % ΔSA_z dB	95 % ΔSA_t dB
30	21,03	0,023	0,018	0,056	0,031	0,110	0,026	0,13	0,15	0,16
35	20,95	0,028	0,020	0,051	0,007	0,080	0,057	0,12	0,13	0,14
40	20,60	0,025	0,024	0,054	0,005	0,059	0,105	0,14	0,16	0,16
45	20,70	0,013	0,028	0,055	0,013	0,036	0,121	0,14	0,16	0,17
50	21,12	0,001	0,033	0,048	0,016	0,010	0,106	0,12	0,14	0,15
60	22,13	0,002	0,044	0,051	0,005	0,027	0,049	0,09	0,10	0,11
70	21,76	0,019	0,050	0,050	0,038	0,061	0,058	0,12	0,14	0,14
80	20,93	0,014	0,041	0,038	0,039	0,104	0,098	0,16	0,18	0,19
90	21,49	0,011	0,012	0,035	0,011	0,121	0,084	0,15	0,18	0,18
100	22,97	0,007	0,021	0,036	0,027	0,106	0,056	0,13	0,15	0,15
120	25,16	0,008	0,039	0,012	0,018	0,051	0,092	0,12	0,13	0,14
140	27,20	0,043	0,043	0,047	0,029	0,055	0,055	0,11	0,13	0,14
160	26,44	0,030	0,032	0,046	0,023	0,097	0,097	0,15	0,18	0,18
180	27,52	0,021	0,021	0,039	0,029	0,086	0,086	0,13	0,16	0,16
200	29,37	0,015	0,015	0,029	0,017	0,057	0,057	0,09	0,10	0,11
250	30,43	0,035	0,019	0,038	0,027	0,089	0,072	0,13	0,15	0,15
300	32,47	0,010	0,008	0,016	0,020	0,075	0,076	0,11	0,13	0,13
400	34,90	0,042	0,054	0,008	0,016	0,084	0,092	0,14	0,16	0,17
500	37,02	0,005	0,006	0,047	0,009	0,068	0,069	0,11	0,12	0,13
600	38,35	0,000	0,004	0,013	0,012	0,075	0,075	0,11	0,12	0,13
700	39,59	0,002	0,046	0,017	0,008	0,080	0,072	0,12	0,14	0,14
800	40,91	0,004	0,051	0,008	0,009	0,071	0,075	0,12	0,13	0,14
900	41,84	0,005	0,018	0,025	0,009	0,075	0,068	0,11	0,12	0,13
1 000	42,71	0,011	0,062	0,004	0,010	0,079	0,075	0,13	0,15	0,15
ΔSA (dB) maximale		0,043	0,062	0,056	0,039	0,121	0,121	0,16	0,18	0,19

NOTE La ligne du bas de ce tableau donne la valeur maximale de chaque colonne. Les trois chiffres derrière la virgule des colonnes 3 à 8 n'ont pas de signification pratique et sont simplement donnés pour comparer les résultats calculés.

T.1.3.3 Calculs de h_{rc} et Δh_{rt} (tableau T.3)

Cette partie considère $h_{r,max}(f_s)$ tel que spécifié en 5.13.4.3.2 a) et 5.13.4.5. La valeur peut être trouvée par une procédure qui cherche le premier maximum net de SA pour $h_r > 1m$. On prêterait attention à ce qu'un maximum net soit trouvé, c'est-à-dire un maximum associé à l'annulation des ondes directes et réfléchies sur l'antenne de réception. Les résultats de h_{rc} (voir 5.13.5.3.2) aux fréquences f_s spécifiées en 5.13.4.3.2 a) sont donnés au tableau T.3.

Le tableau T.3 donne aussi les résultats des calculs d'incertitude de mesure, conduisant à $\Delta h_{r,max}$, similaires à ceux donnés en T.1.3.2, en utilisant les tolérances données au tableau 20. Dans le cas de $h_{r,max}$ seules les tolérances Δh_t , Δd et Δf jouent un rôle notable. La valeur maximale de Δh_{rt} (niveau de confiance de 95 %) obtenue est de 0,02 m. C'est pourquoi la valeur de 0,025 m est indiquée en 5.13.5.2.5.

Table T.2 – Numerical example, calculation of ΔSA_t (see T.1.3.2)

Frequency MHz	SA_c dB	Δh_r ΔSA_c dB	Δh_t ΔSA_c dB	Δd ΔSA_c dB	Δf ΔSA_c dB	ΔZ_{AB} ΔSA_c dB	ΔZ_{CD} ΔSA_c dB	RSS ΔSA_Σ dB	95 % ΔSA_Σ dB	95 % ΔSA_t dB
30	21,03	0,023	0,018	0,056	0,031	0,110	0,026	0,13	0,15	0,16
35	20,95	0,028	0,020	0,051	0,007	0,080	0,057	0,12	0,13	0,14
40	20,60	0,025	0,024	0,054	0,005	0,059	0,105	0,14	0,16	0,16
45	20,70	0,013	0,028	0,055	0,013	0,036	0,121	0,14	0,16	0,17
50	21,12	0,001	0,033	0,048	0,016	0,010	0,106	0,12	0,14	0,15
60	22,13	0,002	0,044	0,051	0,005	0,027	0,049	0,09	0,10	0,11
70	21,76	0,019	0,050	0,050	0,038	0,061	0,058	0,12	0,14	0,14
80	20,93	0,014	0,041	0,038	0,039	0,104	0,098	0,16	0,18	0,19
90	21,49	0,011	0,012	0,035	0,011	0,121	0,084	0,15	0,18	0,18
100	22,97	0,007	0,021	0,036	0,027	0,106	0,056	0,13	0,15	0,15
120	25,16	0,008	0,039	0,012	0,018	0,051	0,092	0,12	0,13	0,14
140	27,20	0,043	0,043	0,047	0,029	0,055	0,055	0,11	0,13	0,14
160	26,44	0,030	0,032	0,046	0,023	0,097	0,097	0,15	0,18	0,18
180	27,52	0,021	0,021	0,039	0,029	0,086	0,086	0,13	0,16	0,16
200	29,37	0,015	0,015	0,029	0,017	0,057	0,057	0,09	0,10	0,11
250	30,43	0,035	0,019	0,038	0,027	0,089	0,072	0,13	0,15	0,15
300	32,47	0,010	0,008	0,016	0,020	0,075	0,076	0,11	0,13	0,13
400	34,90	0,042	0,054	0,008	0,016	0,084	0,092	0,14	0,16	0,17
500	37,02	0,005	0,006	0,047	0,009	0,068	0,069	0,11	0,12	0,13
600	38,35	0,000	0,004	0,013	0,012	0,075	0,075	0,11	0,12	0,13
700	39,59	0,002	0,046	0,017	0,008	0,080	0,072	0,12	0,14	0,14
800	40,91	0,004	0,051	0,008	0,009	0,071	0,075	0,12	0,13	0,14
900	41,84	0,005	0,018	0,025	0,009	0,075	0,068	0,11	0,12	0,13
1 000	42,71	0,011	0,062	0,004	0,010	0,079	0,075	0,13	0,15	0,15
ΔSA (dB) maximal		0,043	0,062	0,056	0,039	0,121	0,121	0,16	0,18	0,19

NOTE The bottom line in this table gives the maximum value in each column. Three digits behind the comma in columns 3 to 8 have no practical meaning, and are only given for the comparison of calculated results.

T.1.3.3 h_{rc} and Δh_{rt} calculations (table T.3)

This subclause considers $h_{r,max}(f_s)$ as specified in 5.13.4.3.2 a) and 5.13.4.5. The value can be found by a procedure which searches for the first sharp maximum in SA for $h_r > 1$ m. Care should be taken that a sharp maximum is found, i.e. a maximum associated with a cancelling of the direct and indirect waves at the receiving antenna. Results of h_{rc} (see 5.13.5.3.2) at the frequencies f_s specified in 5.13.4.3.2 a) are given in table T.3.

Also given in table T.3 are the results of measurement uncertainty calculations, yielding $\Delta h_{r,max}$, similar to those given in T.1.3.2, using the tolerances given in table 20. In the case of $h_{r,max}$ only the tolerances Δh_t , Δd and Δf play a noticeable part. The maximum value of Δh_{rt} (CL = 95 %) found is 0,02 m. This is why a value of 0,025 m is mentioned in 5.13.5.2.5.

Tableau T.3 – Exemple numérique, calcul de h_{rc} et Δh_{rt} (voir T.1.3.3)

Fréquence MHz 5.13.4.3.2 a)	h_{rc} m	Δh_t Δh_{rc} m	Δd Δh_{rc} m	Δf Δh_{rc} m	RSS $\Delta h_{rc\Sigma}$ m	95 % $\Delta h_{r,t}$ m
300	2,630	0,014	0,010	0,004	0,017	0,020
600	1,284	0,006	0,005	0,005	0,010	0,011
900	1,723	0,008	0,009	0,002	0,013	0,015
Maximum	–	0,014	0,010	0,005	0,017	0,020

T.1.3.4 Calculs de f_c et Δf_t (tableau T.4)

Cette partie considère $f_{\max}(h_r, f_s)$ tel que spécifié aux articles 5.13.4.3.2 b) et 5.13.4.6. La valeur peut être trouvée par une procédure qui cherche le SA maximal pour des combinaisons spécifiées de $\{h_r, f_s\}$. Il convient de prêter attention à ce qu'un maximum net soit trouvé, c'est-à-dire un maximum associé à l'annulation des ondes directes et réfléchies sur l'antenne de réception. Les résultats de f_c (voir 5.13.5.3.3) pour les combinaisons spécifiées en 5.13.4.3.2 b) sont données au tableau T.4.

Tableau T.4 – Exemple numérique, calcul de f_c et Δf_t (voir T.1.3.4)

Fréquence/ hauteur MHz/m 5.13.4.3.2 b)	f_c MHz	Δh_r $\Delta f_c/f_c$	Δh_t $\Delta f_c/f_c$	Δd $\Delta f_c/f_c$	RSS $\Delta f_{c\Sigma}/f_c$	95 % $\Delta f_t/f_c$
300/2,65	297,4	0,004	0,006	0,005	0,009	0,010
600/1,30	592,6	0,008	0,005	0,004	0,010	0,012
900/1,70	912,1	0,006	0,005	0,004	0,009	0,010
Maximum	–	0,008	0,006	0,005	0,010	0,012

Le tableau T.4 donne aussi les résultats des calculs d'incertitude de mesure, conduisant à $\Delta f_t/f_c$, similaires à ceux donnés en T.1.3.2, en utilisant les tolérances données au tableau 20. Dans le cas de $f_{\max}$ seules les tolérances Δh_r , Δh_t et Δd jouent un rôle notable. La valeur maximale de Δf_t (niveau de confiance de 95 %) obtenue est 0,012 f_c . C'est pourquoi la valeur de 0,015 f_c est indiquée en 5.13.5.2.7.

T.2 Calculs numériques

Cette partie fournit une approche alternative pour calculer l'impédance de l'antenne, la longueur totale de l'antenne et l'affaiblissement minimal de l'emplacement. Cette approche utilise un programme informatique du commerce basé sur la méthode des moments, capable de fonctionner sur un ordinateur personnel (PC). Un exemple d'un tel programme est MININEC [T.6, T.7]. La méthode ne suppose pas une distribution sinusoïdale du courant sur les antennes filaires.

Dans le programme, les antennes sont représentées par des fils droits qui sont divisés en segments dans le but d'être analysés. De façon à obtenir des résultats précis, il est important que les segments ne soient ni trop longs ni trop courts par rapport à la longueur d'onde et également que la longueur d'un segment soit supérieure à son diamètre. De bons résultats sont obtenus avec environ 30 segments par demi-longueur d'onde.

Table T.3 – Numerical example, calculation of h_{rc} and Δh_{rt} (see T.1.3.3)

Frequency MHz 5.13.4.3.2 a)	h_{rc} m	Δh_t Δh_{rc} m	Δd Δh_{rc} m	Δf Δh_{rc} m	RSS $\Delta h_{rc\Sigma}$ m	95 % $\Delta h_{r,t}$ m
300	2,630	0,014	0,010	0,004	0,017	0,020
600	1,284	0,006	0,005	0,005	0,010	0,011
900	1,723	0,008	0,009	0,002	0,013	0,015
Maximum	–	0,014	0,010	0,005	0,017	0,020

T.1.3.4 f_c and Δf_t calculations (table T.4)

This subclause considers $f_{\max}(h_r, f_s)$ as specified in 5.13.4.3.2 b) and 5.13.4.6. The value can be found by a procedure which searches for the maximum in SA for the specified combinations $\{h_r, f_s\}$. Care should be taken that a sharp maximum is found, i.e. a maximum associated with a cancelling of the direct and indirect waves at the receiving antenna. Results of f_c (see 5.13.5.3.3) at the combinations specified in 5.13.4.3.2 b) are given in table T.4.

Table T.4 – Numerical example, calculation of f_c and Δf_t (see T.1.3.4)

Frequency/ height MHz/m 5.13.4.3.2 b)	f_c MHz	Δh_r $\Delta f_c/f_c$	Δh_t $\Delta f_c/f_c$	Δd $\Delta f_c/f_c$	RSS $\Delta f_{c\Sigma}/f_c$	95 % $\Delta f_t/f_c$
300/2,65	297,4	0,004	0,006	0,005	0,009	0,010
600/1,30	592,6	0,008	0,005	0,004	0,010	0,012
900/1,70	912,1	0,006	0,005	0,004	0,009	0,010
Maximum	–	0,008	0,006	0,005	0,010	0,012

Also given in table T.4 are the results of measurement uncertainty calculations, yielding $\Delta f_t/f_c$, similar to those given in T.1.3.2, using the tolerances given in table 20. In the case of $f_{\max}$ only the tolerances Δh_r , Δh_t and Δd play a noticeable part. The maximum value of Δf_t (CL = 95 %) found is $0,012 f_c$. This is why a value of $0,015 f_c$ is mentioned in 5.13.5.2.7.

T.2 Numerical calculations

This subclause gives an alternative approach to the calculation of antenna impedance, total antenna length and minimum site attenuation. This approach uses a commercially available computer program based on the method of moments which can be operated on a PC. An example of such a program is MININEC [T.6, T.7]. The method does not assume a sinusoidal current distribution on the wire antennas.

In the program, the antennas are represented by straight wires which are divided up into segments for the purpose of analysis. In order to achieve accurate results it is important that the segments are neither too long nor too short compared to the wavelength and also that the length of the segment is greater than the diameter of the segment. About 30 segments per half wavelength give good results.

Pour vérifier que la segmentation choisie est appropriée, on peut étudier la convergence de l'impédance et du courant calculés lorsque le nombre de segments augmente. Le programme permet d'inclure dans le modèle un plan de sol métallique infini et parfaitement conducteur. Le programme permet aussi d'appliquer une tension à un point sur un fil et de relier une impédance de charge à un point sur un fil.

T.2.1 Impédance d'entrée de l'antenne

L'impédance d'entrée de l'antenne, Z_a , au point d'alimentation, peut être lue en sortie du programme.

T.2.2 Longueur totale de l'antenne d'essai

La longueur de l'antenne est choisie de telle façon que l'antenne soit résonnante (c'est-à-dire ait une réactance d'entrée nulle) en espace libre. La longueur est choisie de façon itérative. En partant d'une longueur d'antenne égale à une demi-longueur d'onde, le programme s'exécute pour déterminer la réactance d'entrée. Si la réactance d'entrée est positive, alors la longueur de l'antenne est réduite, tandis que si la réactance d'entrée est négative, alors la longueur de l'antenne est augmentée. Le programme s'exécute à nouveau avec la nouvelle longueur de l'antenne pour déterminer la nouvelle réactance d'entrée de l'antenne.

Ce processus consistant à changer la longueur de l'antenne et à calculer la réactance d'entrée résultante de l'antenne se poursuit jusqu'à ce que le module de la réactance d'entrée soit inférieur à 1Ω . A ce stade, l'antenne présente la longueur correcte.

T.2.3 Affaiblissement théorique de l'emplacement

La géométrie qui est entrée dans le programme de la méthode des moments consiste en deux fils au-dessus d'un plan de sol infini et parfaitement conducteur. Les deux fils ont les longueurs et séparations correctes. Le fil représentant l'antenne d'émission est alimenté avec une tension de $U_f = 1 + j0$ V à son centre et le fil représentant l'antenne de réception est alimenté avec une impédance égale à Z_{CD} (l'impédance d'entrée de la combinaison en cascade du symétriseur et du câble de l'antenne de réception ainsi que du récepteur, voir figure T.2). Les paramètres auxquels on s'intéresse dans le résultat du programme sont l'impédance d'entrée de l'antenne d'émission et l'amplitude du courant de charge.

L'atténuation de l'emplacement est alors donnée par l'équation suivante:

$$SA_c = 20 \log_{10} \left\{ \frac{U_f}{|I_2|} \left| \frac{Z_a + Z_{AB}}{Z_a (Z_{AB} + Z_{CD})} \right| \right\} \quad (T.20)$$

où

I_2 est le courant de charge (voir figure T.2);

Z_a est l'impédance d'entrée de l'antenne d'émission (voir T.2.1);

Z_{AB} est l'impédance d'entrée de la combinaison en cascade du symétriseur et du câble de l'antenne d'émission ainsi que du générateur; et

Z_{CD} est l'impédance d'entrée de la combinaison en cascade du symétriseur et du câble de l'antenne de réception ainsi que du récepteur (voir figure T.2).

La formule ci-dessus donne l'atténuation minimale de l'emplacement qui est appropriée si les têtes des symétriseurs sont reliées ensemble. Si, à la place, les câbles venant du générateur et du récepteur sont reliés ensemble, alors les paramètres S mesurés du symétriseur entrent aussi dans le calcul de l'atténuation de l'emplacement.

To check that the chosen segmentation is appropriate, one can investigate the convergence of the calculated impedance and current as the number of segments is increased. The program allows an infinite, perfectly conducting ground plane to be included in the model. The program also allows a voltage to be applied at a point on a wire and a lumped load impedance to be connected at a point on a wire.

T.2.1 Antenna input impedance

Antenna input impedance, Z_a , at the feed point can be read from the program output.

T.2.2 Total length of the test antenna

The length of the antenna is chosen so that the antenna is resonant (i.e. has zero input reactance) in free space. The length is chosen iteratively. Starting with the antenna length equal to a half wavelength, the program is run to determine the input reactance. If the input reactance is positive, then the length of the antenna is decreased whilst if it is negative the length of the antenna is increased. The program is run again with the new antenna length to determine the new antenna input reactance.

This process of changing the antenna length and calculating the resulting antenna input reactance is repeated until the modulus of the input reactance is less than 1Ω . At this stage the antenna is of the correct length.

T.2.3 Theoretical site attenuation

The geometry that is entered into the method of moments program consists of two wires above an infinite, perfectly conducting ground plane. The two wires have the correct heights and separation. The wire representing the transmitting antenna is fed with a voltage of $U_f = 1 + j0$ V at its centre and the wire representing the receiving antenna is loaded with an impedance equal to Z_{CD} (the input impedance of the cascade combination of the balun and cable of the receiving antenna and the receiver, see figure T.2). The parameters of interest in the program output are the input impedance of the transmitting antenna and the amplitude of the load current.

The site attenuation is now given by the following equation:

$$SA_c = 20 \log_{10} \left\{ \frac{U_f}{|I_2|} \left| \frac{Z_a + Z_{AB}}{Z_a (Z_{AB} + Z_{CD})} \right| \right\} \quad (T.20)$$

where

I_2 is the load current (see figure T.2);

Z_a is the input impedance of the transmitting antenna (see T.2.1);

Z_{AB} is the input impedance of the cascade combination of the balun and cable of the transmitting antenna and the generator; and

Z_{CD} is the input impedance of the cascade combination of the balun and cable of the receiving antenna and the receiver (see figure T.2).

The above formula gives the minimum site attenuation which is appropriate if the balun heads are connected together. If, instead, the cables from the generator and receiver are connected together, then the measured balun S-parameters also enter into the calculation of the site attenuation.

T.3 Documents de référence

- [T.1] *High-Frequency Models in Antenna Investigations*, Brown & King, Proc. IRE, vol. 22, No.4, pp 457-480, April 1934.
- [T.2] *Antenna Theory, Analysis and Design*, Balanis C.A., Harper & Row, Section 7.3.2., New York, 1982. (D'autres livres sur la théorie des antennes peuvent également fournir une expression de l'impédance de l'antenne.)
- [T.3] *Handbook of Mathematical Functions*, Abramowitz M. and Stegun I.A., Dover, Section 5.2., New York, 1972.
- [T.4] *Formulation of Normalized Site Attenuation in terms of Antenna Impedances*, Sigiura A., Trans. IEEE on EMC, EMC-32, 4, pp 257-263, 1990.
- [T.5] NIST Technical Note 1297, *Guidelines for Evaluating and Expressing the Uncertainty of NIST Measurement Results*, 1994 Edition.
- [T.6] *The MININEC system: Microcomputer Analysis of Wire Antennas*, Rockway J.W., Logan J.C., Daniel W.S.T. and Li S.T., Artech House, London, 1988.
- [T.7] *Low Measurement Uncertainties in the Frequency Range 30 MHz to 1 GHz Using a Calculable Standard Dipole Antenna and a National Reference Ground Plane*, Alexander M.J. and Salter M.J., IEE Proc. Sci. Meas. Technol., vol 143, No.4, July 1996.

T.3 Reference documents

- [T.1] *High-Frequency Models in Antenna Investigations*, Brown & King, Proc. IRE, vol. 22, No.4, pp 457-480, April 1934.
- [T.2] *Antenna Theory, Analysis and Design*, Balanis C.A., Harper & Row, Section 7.3.2., New York, 1982. (Other text books on antenna theory may provide an expression for the antenna impedance as well.)
- [T.3] *Handbook of Mathematical Functions*, Abramowitz M. and Stegun I.A., Dover, Section 5.2., New York, 1972.
- [T.4] *Formulation of Normalized Site Attenuation in terms of Antenna Impedances*, Sigiura A., Trans. IEEE on EMC, EMC-32, 4, pp 257-263, 1990.
- [T.5] NIST Technical Note 1297, *Guidelines for Evaluating and Expressing the Uncertainty of NIST Measurement Results*, 1994 Edition.
- [T.6] *The MININEC system: Microcomputer Analysis of Wire Antennas*, Rockway J.W., Logan J.C., Daniel W.S.T. and Li S.T., Artech House, London, 1988.
- [T.7] *Low Measurement Uncertainties in the Frequency Range 30 MHz to 1 GHz Using a Calculable Standard Dipole Antenna and a National Reference Ground Plane*, Alexander M.J. and Salter M.J., IEE Proc. Sci. Meas. Technol., vol 143, No.4, July 1996.

Annexe U
(informative)

Utilisation d'un doublet de longueur fixe $30 \text{ MHz} \leq f \leq 80 \text{ MHz}$
(paragraphe 5.13)

A l'étude (voir également 5.13.3.2.2).

IECNORM.COM Click to view the full PDF of CISPR 16-1:1999

Annex U
(informative)

Application of a fixed length dipole ($30 \text{ MHz} \leq f \leq 80 \text{ MHz}$)
(subclause 5.13)

Under consideration (see also 5.13.3.2.2).

Withd 2020
IECNORM.COM Click to view the full PDF of CISPR 16-1:1999

Annexe V (informative)

Programme Pascal utilisé en T.1.3 (paragraphe 5.13)

Le but de cette annexe est de rendre facilement accessibles les calculs nécessaires. Le programme Pascal (Turbo Pascal 7.0) a été utilisé pour calculer les résultats donnés en T.1.3. Ce programme n'a fait l'objet d'aucune optimisation.

La programmation reste très proche des équations données en T.1, de sorte qu'il est possible d'effectuer simplement des vérifications. La partie *{comment}* à la fin d'une «PROCEDURE» renvoie aux équations correspondantes. Le «programme réel», après *{Calculations}*, est constitué de deux lignes uniquement dans lesquelles on calcule L_a et SA_c . Cette partie est précédée d'une partie *{Input Data}* et suivie d'une partie *{Output Data}*. Ces deux dernières parties peuvent être facilement adaptées aux calculs réels à effectuer.

```
PROGRAM analytical_calculation_SA_OATS;
USES crt,dos;
LABEL impedance, calculate;
VAR f,f0,laf,la0,wr,ht,hr,d,rab,xab,rcd,xcd,saf,arc,fir: real;
    yn: char;
```

```
PROCEDURE cprod(r1,i1,r2,i2:real; var rz,iz:real);
begin
    rz:= r1*r2-i1*i2; iz:= i1*r2+r1*i2;
end; {cprod, complex product}
```

```
PROCEDURE fsc(x:real, var fx: real);
var a1,a2,b1,b2,nom,denom:real;
begin
    a1:= 7.241163; a2:= 2.463936;
    b1:= 9.068580; b2:= 7.157433;
    nom:= x*x*x*x+a1*x*x+a2;
    denom:= x*x*x*x+b1*x*x+b2;
    fx:= nom/denom/x;
end; {fsc, equation (T.5c)}
```

```
PROCEDURE gsc(x:real, var gx: real);
var c1,c2,d1,d2,nom,denom:real;
begin
    c1:= 7.547478; c2:= 1.564072;
    d1:=12.723684; d2:=15.723606;
    nom:= x*x*x*x+c1*x*x+c2;
    denom:= x*x*x*x+d1*x*x+d2;
    gx:= nom/denom/x/x;
end; {gsc, equation (T.5c)}
```

```
PROCEDURE Si(x:real; var six:real);
var fx,gx:real;
begin
    if x>=1 then
        begin
            fsc(x,fx); gsc(x,gx); six:= Pi/2-fx*cos(x)-gx*sin(x);
        end;
    if x<1 then
        six:= x-x*x*x/18+x*x*x*x/600-x*x*x*x*x/35280;
end; {Si, equation (T.5a)}
```

Annex V (informative)

Pascal Program used in T.1.3 (subclause 5.13)

The purpose of this annex is to make the needed calculations easily accessible. The following Pascal Program (Turbo Pascal 7.0) was used to calculate the results given in T.1.3. No attempts have been made to optimize this program.

The programming follows closely the equations given in clause T.1, so that easy checks are possible. The *{comment}*-part at the end of a PROCEDURE refers to the corresponding equation(s). The "actual program", after *{Calculations}*, consists only of two lines in which L_a and SA_c are calculated. That part is preceded by a part *{Input Data}* and succeeded by a part *{Output Data}*. The latter two parts can easily be adapted to the actual calculations to be carried out.

```
PROGRAM analytical_calculation_SA_OATS;
USES crt,dos;
LABEL impedance, calculate;
VAR f,f0,laf,la0,wr,ht,hr,d,rab,xab,rcd,xcd,saf,arc,fir: real;
    yn : char;
```

```
PROCEDURE cprod(r1,i1,r2,i2:real; var rz,iz:real);
begin
  rz:= r1*r2-i1*i2; iz:= i1*r2+r1*i2;
end; {cprod, complex product}
```

```
PROCEDURE fsc(x:real; var fx: real);
var a1,a2,b1,b2,nom,denom:real;
begin
  a1:= 7.241163; a2:= 2.463936;
  b1:= 9.068580; b2:= 7.157433;
  nom:= x*x*x*x+a1*x*x+a2;
  denom:= x*x*x*x+b1*x*x+b2;
  fx:= nom/denom/x;
end; {fsc, equation (T.5c)}
```

```
PROCEDURE gsc(x:real; var gx: real);
var c1,c2,d1,d2,nom,denom:real;
begin
  c1:= 7.547478; c2:= 1.564072;
  d1:=12.723684; d2:=15.723606;
  nom:= x*x*x*x+c1*x*x+c2;
  denom:= x*x*x*x+d1*x*x+d2;
  gx:= nom/denom/x/x;
end; {gsc, equation (T.5c)}
```

```
PROCEDURE Si(x:real; var six:real);
var fx,gx:real;
begin
  if x>=1 then
    begin
      fsc(x,fx); gsc(x,gx); six:= Pi/2-fx*cos(x)-gx*sin(x);
    end;
  if x<1 then
    six:= x-x*x*x/18+x*x*x*x*x/600-x*x*x*x*x*x*x/35280;
end; {Si, equation (T.5a)}
```

```

PROCEDURE Ci(x:real; var cix:real);
var fx,gx,sum: real;
begin
  if x>=1 then
    begin
      fsc(x,fx); gsc(x,gx); cix:= fx*sin(x)-gx*cos(x);
    end;
  if x<1 then
    cix:= 0.577+ln(x)-x*x/4+x*x*x*x/96-x*x*x*x*x*x/4320+x*x*x*x*x*x*x*x/322560;
end; {Ci, equation (T.5b)}

```

```

PROCEDURE Ra(f,laf:real; var raf:real);
var kx0,g,k,x,cix,ci2x,six,si2x,ssi,sci:real;
begin
  kx0:= 377/2/Pi; g:= 0.577; k:= 2*Pi*f/3E8;
  Si(k*laf,six); Ci(k*laf,cix);
  Si(2*k*laf,si2x); Ci(2*k*laf,ci2x);
  ssi:= si2x-2*six; sci:= g+ln(k*laf/2)+ci2x-2*cix;
  x:= k*laf;
  raf:= kx0*(g+ln(x)-cix+sin(x)*ssi/2+cos(x)*sci/2)/sin(x/2)/sin(x/2);
end; {Ra, free space, equation (T.13)}

```

```

PROCEDURE Xa(f,laf,wr:real; var xaf:real);
var kx0,k,x,cix,ci2x,cixa,six,si2x,ssi,sci:real;
begin
  kx0:= 377/4/Pi; k:= 2*Pi*f/3E8;
  Si(k*laf,six); Ci(k*laf,cix);
  Si(2*k*laf,si2x); Ci(2*k*laf,ci2x);
  Ci(2*k*wr*wr/laf,cixa);
  ssi:= 2*six+cos(k*laf)*(2*six-si2x);
  sci:= sin(k*laf)*(2*cix-ci2x-cixa);
  x:= k*laf/2;
  xaf:= kx0*(ssi-sci)/sin(x)/sin(x);
end; {Xa, equation (T.3)}

```

```

PROCEDURE la(f,wr:real; var laf:real);
label again;
var del,lat,lao,xat:real;
begin
  del:= 0.1; lat:= 3E8/f/2; lao:= lat;
again:
  Xa(f,lat,wr,xat);
  lat:= lat-del*lat;
  if xat>0 then begin lao:= lat; goto again; end;
  lat:= lao+1.1*del*lat;
  Xa(f,lat,wr,xat);
  if abs(xat)>0.00001 then begin del:= del/10; goto again; end;
  laf:= lat;
end; {la, length antenna (f), equation (T.2)}

```

```

PROCEDURE Ci(x:real; var cix:real);
var fx,gx,sum: real;
begin
  if x>=1 then
    begin
      fsc(x,fx); gsc(x,gx); cix:= fx*sin(x)-gx*cos(x);
    end;
  if x<1 then
    cix:= 0.577+ln(x)-x*x/4+x*x*x*x/96-x*x*x*x*x*x/4320+x*x*x*x*x*x*x*x/322560;
  end; {Ci, equation (T.5b)}

```

```

PROCEDURE Ra(f,laf:real; var raf:real);
var kx0,g,k,x,cix,ci2x,six,si2x,ssi,sci:real;
begin
  kx0:= 377/2/Pi; g:= 0.577; k:= 2*Pi*f/3E8;
  Si(k*laf,six); Ci(k*laf,cix);
  Si(2*k*laf,si2x); Ci(2*k*laf,ci2x);
  ssi:= si2x-2*six; sci:= g+ln(k*laf/2)+ci2x-2*cix;
  x:= k*laf;
  raf:= kx0*(g+ln(x)-cix+sin(x)*ssi/2+cos(x)*sci/2)/sin(x/2)/sin(x/2);
end; {Ra, free space, equation (T.13)}

```

```

PROCEDURE Xa(f,laf,wr:real; var xaf:real);
var kx0,k,x,cix,ci2x,cixa,six,si2x,ssi,sci:real;
begin
  kx0:= 377/4/Pi; k:= 2*Pi*f/3E8;
  Si(k*laf,six); Ci(k*laf,cix);
  Si(2*k*laf,si2x); Ci(2*k*laf,ci2x);
  Ci(2*k*wr*wr/laf,cixa);
  ssi:= 2*six+cos(k*laf)*(2*six-si2x);
  sci:= sin(k*laf)*(2*cix-ci2x-cixa);
  x:= k*laf/2;
  xaf:= kx0*(ssi-sci)/sin(x)/sin(x);
end; {Xa, equation (T.3)}

```

```

PROCEDURE la(f,wr:real; var laf:real);
label again;
var del,lat,lao,xat:real;
begin
  del:= 0.1; lat:= 3E8/f/2; lao:= lat;
again:
  Xa(f,lat,wr,xat);
  lat:= lat-del*lat;
  if xat>0 then begin lao:= lat; goto again; end;
  lat:= lao+1.1*del*lao;
  Xa(f,lat,wr,xat);
  if abs(xat)>0.00001 then begin del:= del/10; goto again; end;
  laf:= lat;
end; {la, length antenna (f), equation (T.2)}

```

```
PROCEDURE Rm(r,f,laf,s1,s2,s3,s4:real; var rmf:real);
var k,fac,kcr,kc1,kc2,kc3,kc4,ks1,ks2,ks3,ks4,t1,t2,t3:real;
begin
  k:= 2*Pi*f/3E8; fac:= 377/4/Pi/sin(k*laf/2)/sin(k*laf/2);
  Ci(k*r,kcr);
  Ci(k*s1,kc1); Ci(k*s2,kc2); Ci(k*s3,kc3); Ci(k*s4,kc4);
  Si(k*s1,ks1); Si(k*s2,ks2); Si(k*s3,ks3); Si(k*s4,ks4);
  t1:= 2*(2*kcr-kc3-kc4);
  t2:= cos(k*laf)*(2*kcr+kc1+kc2-2*kc3-2*kc4);
  t3:= sin(k*laf)*(ks1-ks2-2*ks3+2*ks4);
  rmf:= fac*(t1+t2+t3);
end; {R-mutual, equation (T.14)}
```

```
PROCEDURE Xm(r,f,laf,s1,s2,s3,s4:real; var xmf:real);
var k,fac,ksr,kc1,kc2,kc3,kc4,ks1,ks2,ks3,ks4,t1,t2,t3:real;
begin
  k:= 2*Pi*f/3E8; fac:= 377/4/Pi/sin(k*laf/2)/sin(k*laf/2);
  Si(k*r,ksr);
  Si(k*s1,ks1); Si(k*s2,ks2); Si(k*s3,ks3); Si(k*s4,ks4);
  Ci(k*s1,kc1); Ci(k*s2,kc2); Ci(k*s3,kc3); Ci(k*s4,kc4);
  t1:= 2*(2*ksr-kc3-kc4);
  t2:= cos(k*laf)*(2*ksr+ks1+ks2-2*ks3-2*ks4);
  t3:= sin(k*laf)*(kc1-kc2-2*kc3+2*kc4);
  xmf:= -fac*(t1+t2-t3);
end; {X-mutual, equation (T.15)}
```

```
PROCEDURE Dist(r,laf:real; var s1,s2,s3,s4:real);
var sqr1,sqr2:real;
begin
  sqr1:= sqrt(r+r+laf*laf); sqr2:= sqrt(r+r+laf*laf/4);
  s1:= sqr1+laf; s2:= sqr1-laf;
  s3:= sqr2+laf/2; s4:= sqr2-laf/2;
end; {Distances, equation (T.16)}
```

```
PROCEDURE SA(f,f0,d,ht,hr,arc,fir,rab,xab,rcd,xcd:real; var saf:real);
var r,r11,x11,r12,x12,r13,x13,r14,x14,r22,x22,r24,x24,rrc,irc,
  rd,xd,rna,xna,rnb,xnb,rn,xn,s1,s2,s3,s4,wr0,la0,alpha :real;
begin
  rrc:= arc*cos(fir); irc:= arc*sin(fir); alpha:= 40;
  wr0:= 1.5E8/f0/sqrt(exp(alpha)); la(f0,wr0,la0);
  Ra(f,la0,r11); Xa(f,la0,wr0,x11); r22:= r11; x22:= x11;
  r:= sqrt(d*d+(ht-hr)*(ht-hr)); Dist(r,la0,s1,s2,s3,s4);
  Rm(r,f,la0,s1,s2,s3,s4,r12); Xm(r,f,la0,s1,s2,s3,s4,x12);
  r:= 2*ht; Dist(r,la0,s1,s2,s3,s4);
  Rm(r,f,la0,s1,s2,s3,s4,rd); Xm(r,f,la0,s1,s2,s3,s4,xd);
  cprod(rrc,irc,rd,xd,r13,x13);
  r:= sqrt(d*d+(ht+hr)*(ht+hr)); Dist(r,la0,s1,s2,s3,s4);
  Rm(r,f,la0,s1,s2,s3,s4,rd); Xm(r,f,la0,s1,s2,s3,s4,xd);
  cprod(rrc,irc,rd,xd,r14,x14);
  r:= 2*hr; Dist(r,la0,s1,s2,s3,s4);
  Rm(r,f,la0,s1,s2,s3,s4,rd); Xm(r,f,la0,s1,s2,s3,s4,xd);
  cprod(rrc,irc,rd,xd,r24,x24);
  cprod(r12+r14,x12+x14,rab+rcd,xab+xcd,rd,xd);
  cprod(rab+r11+r13,xab+x11+x13,rcd+r22+r24,xcd+x22+x24,rna,xna);
  cprod(r12+r14,x12+x14,r12+r14,x12+x14,rnb,xnb);
  rn:= rna-rnb; xn:= xna-xnb;
  saf:= sqrt((rn*rn+xn*xn)/(rd*rd+xd*xd));
  saf:= 20*ln(saf)/ln(10);
end; {SA, Eqs.(T.6) and (T.12)}
```

PROCEDURE Rm(r,f,laf,s1,s2,s3,s4:real; var rmf:real);
var k,fac,kcr,kc1,kc2,kc3,kc4,ks1,ks2,ks3,ks4,t1,t2,t3:real;
begin
k:= 2*Pi*f/3E8; fac:= 377/4/Pi/sin(k*laf/2)/sin(k*laf/2);
Ci(k*r,kcr);
Ci(k*s1,kc1); Ci(k*s2,kc2); Ci(k*s3,kc3); Ci(k*s4,kc4);
Si(k*s1,ks1); Si(k*s2,ks2); Si(k*s3,ks3); Si(k*s4,ks4);
t1:= 2*(2*kcr-kc3-kc4);
t2:= cos(k*laf)*(2*kcr+kc1+kc2-2*kc3-2*kc4);
t3:= sin(k*laf)*(ks1-ks2-2*ks3+2*ks4);
rmf:= fac*(t1+t2+t3);
end; {R-mutual, equation (T.14)}

PROCEDURE Xm(r,f,laf,s1,s2,s3,s4:real; var xmf:real);
var k,fac,ksr,kc1,kc2,kc3,kc4,ks1,ks2,ks3,ks4,t1,t2,t3:real;
begin
k:= 2*Pi*f/3E8; fac:= 377/4/Pi/sin(k*laf/2)/sin(k*laf/2);
Si(k*r,ksr);
Si(k*s1,ks1); Si(k*s2,ks2); Si(k*s3,ks3); Si(k*s4,ks4);
Ci(k*s1,kc1); Ci(k*s2,kc2); Ci(k*s3,kc3); Ci(k*s4,kc4);
t1:= 2*(2*ksr-ks3-ks4);
t2:= cos(k*laf)*(2*ksr+ks1+ks2-2*ks3-2*ks4);
t3:= sin(k*laf)*(kc1-kc2-2*kc3+2*kc4);
xmf:= -fac*(t1+t2-t3);
end; {X-mutual, equation (T.15)}

PROCEDURE Dist(r,laf:real; var s1,s2,s3,s4:real);
var sqr1,sqr2:real;
begin
sqr1:= sqrt(r*r+laf*laf); sqr2:= sqrt(r*r+laf*laf/4);
s1:= sqr1+laf; s2:= sqr1-laf;
s3:= sqr2+laf/2; s4:= sqr2-laf/2;
end; {Distances, equation (T.16)}

PROCEDURE SA(f,f0,d,ht,hr,arc,fir,rab,xab,rcd,xcd:real; var saf:real);
var r,r11,x11,r12,x12,r13,x13,r14,x14,r22,x22,r24,x24,rrc,irc,
rd,xd,rna,xna,rnb,xnb,rn,xn,s1,s2,s3,s4,wr0,la0,alpha :real;
begin
rrc:= arc*cos(fir); irc:= arc*sin(fir); alpha:= 40;
wr0:= 1.5E8/f0/sqrt(exp(alpha)); la(f0,wr0,la0);
Ra(f,la0,r11); Xa(f,la0,wr0,x11); r22:= r11; x22:= x11;
r:= sqrt(d*d+(ht-hr)*(ht-hr)); Dist(r,la0,s1,s2,s3,s4);
Rm(r,f,la0,s1,s2,s3,s4,r12); Xm(r,f,la0,s1,s2,s3,s4,x12);
r:= 2*ht; Dist(r,la0,s1,s2,s3,s4);
Rm(r,f,la0,s1,s2,s3,s4,rd); Xm(r,f,la0,s1,s2,s3,s4,xd);
cprod(rrc,irc,rd,xd,r13,x13);
r:= sqrt(d*d+(ht+hr)*(ht+hr)); Dist(r,la0,s1,s2,s3,s4);
Rm(r,f,la0,s1,s2,s3,s4,rd); Xm(r,f,la0,s1,s2,s3,s4,xd);
cprod(rrc,irc,rd,xd,r14,x14);
r:= 2*hr; Dist(r,la0,s1,s2,s3,s4);
Rm(r,f,la0,s1,s2,s3,s4,rd); Xm(r,f,la0,s1,s2,s3,s4,xd);
cprod(rrc,irc,rd,xd,r24,x24);
cprod(r12+r14,x12+x14,rab+rcd,xab+xcd,rd,xd);
cprod(rab+r11+r13,xab+x11+x13,rcd+r22+r24,xcd+x22+x24,rna,xna);
cprod(r12+r14,x12+x14,r12+r14,x12+x14,rnb,xnb);
rn:= rna-rnb; xn:= xna-xnb;
saf:= sqrt((rn*rn+xn*xn)/(rd*rd+xd*xd));
saf:= 20*ln(saf)/ln(10);
end; {SA, Eqs.(T.6) and (T.12)}

PROCEDURE YesNo(var rk: char);

begin

repeat

rk:= readkey; rk:= upcase(rk);

until (rk= 'Y') or (rk= 'N');

writeln(rk);

end; {Yes/No}

BEGIN

{Input Data}

clrscr;

write('Frequency (MHz)= '); read(f); f:= f*1E6;

write('Radius Wire Antenna (mm)= '); read(wr); wr:= wr*1E-3;

write('Height Transmitting Antenna (m)= '); read(ht);

write('Height Receiving Antenna (m)= '); read(hr);

write('Horizontal Antenna Distance (m)= '); read(d);

write('Ideal Plane Reflection? (Y/N)= '); YesNo(yn); **if** yn='Y' **then**

begin arc:=1; fir:= Pi; **goto** impedance; **end;**

write('Modulus Reflection Coefficient = '); read(arc);

write('Phase Refl. Coef. (Degrees)= '); read(fir); fir:= fir*Pi/180;

impedance:

write('Ideal Antenna Impedance (Y/N)= '); YesNo(yn); **if** yn='Y' **then**

begin rab:= 100; xab:= 0; rcd:= 100; xcd:= 0; **goto** calculate; **end;**

write('R-AB (transmit) (Ohm)= '); read(rab);

write('X-AB (transmit) (Ohm)= '); read(xab);

write('R-CD (receive) (Ohm)= '); read(rcd);

write('X-CD (receive) (Ohm)= '); read(xcd);

{Calculations}

calculate:

f0:=f

la(f0,wr,laf);

SA(f,f0,d,ht,hr,arc,fir,rab,xab,rcd,xcd,saf);

{Output Data}

writeln;

writeln('f(MHz)= ',f/1E6:3:0,' La(m)= ',laf:3:3,' SAc(dB)= ',saf:3:3);

writeln;

END.

PROCEDURE YesNo(var rk: char);**begin**

repeat

rk:= readkey; rk:= upcase(rk);

until (rk= 'Y') or (rk= 'N');

writeln(rk);

end; {Yes/No}**BEGIN**

{Input Data}

clrscr;

write('Frequency (MHz)= '); read(f); f:= f*1E6;

write('Radius Wire Antenna (mm)= '); read(wr); wr:= wr*1E-3;

write('Height Transmitting Antenna (m)= '); read(ht);

write('Height Receiving Antenna (m)= '); read(hr);

write('Horizontal Antenna Distance (m)= '); read(d);

write('Ideal Plane Reflection? (Y/N)= '); YesNo(yn); if yn='Y' then

begin arc:=1; fir:= Pi; **goto** impedance; **end;**

write('Modulus Reflection Coefficient = '); read(arc);

write('Phase Refl. Coef. (Degrees)= '); read(fir); fir:= fir*Pi/180;

impedance:

write('Ideal Antenna Impedance (Y/N)= '); YesNo(yn); if yn='Y' then

begin rab:= 100; xab:= 0; rcd:= 100; xcd:= 0; **goto** calculate; **end;**

write('R-AB (transmit) (Ohm)= '); read(rab);

write('X-AB (transmit) (Ohm)= '); read(xab);

write('R-CD (receive) (Ohm)= '); read(rcd);

write('X-CD (receive) (Ohm)= '); read(xcd);

{Calculations}

calculate:

f0:=f

la(f0,wr,laf);

SA(f,f0,d,ht,hr,arc,fir,rab,xab,rcd,xcd,saf);

{Output Data}

writeln;

writeln('f(MHz)= ',f/1E6:3:0,' La(m)= ',laf:3:3,' SAc(dB)= ',saf:3:3);

writeln;

END.

Annexe W
(informative)
Liste de vérification pour la procédure de validation
(paragraphe 5.13)

Tableau W.1 – Points à inclure dans le rapport de validation du CALTS

Référence à 5.13.6.2	Point	Remarques
a	Informations générales	
a1	Adresse de l'emplacement du CALTS	
a2	Adresse et numéros de téléphone/de télécopie du détenteur du CALTS	
a3	Adresse et numéros de téléphone/de télécopie de la personne /de l'organisme responsable du rapport de validation du CALTS	Peuvent être les mêmes qu'en a2.
a4	Adresse et numéros de téléphone/de télécopie de la personne /de l'organisme qui a effectué la validation du CALTS	Peuvent être les mêmes qu'en a2 et/ou a3.
a5	Signatures des personnes/des organismes mentionnés en a2, a3 et a4	
a6	Description générale de la configuration du CALTS et de ses matériels auxiliaires utilisés au cours de la validation du CALTS	L'utilisation de photos, de dessins et de numéros de parties peut faciliter la description.
a7	Date de la fin de la procédure de validation du CALTS et date de publication du rapport de validation	
b	Attestation de validité	
b1	Résultats de l'évaluation de la validité	
b2	Détermination de la période de validité de la présente validation du CALTS	
b3	Identification des conditions et des configurations limites	
c	Antennes d'essai	
c1	Identification des antennes calculables	Type, numéro de partie.
c2	Vérification de la conformité avec les spécifications normatives applicables	Référence à 5.13.3.2 et aux valeurs du tableau 20.
c3	Identification de l'impédance caractéristique	Voir 5.13.3.2.7.
d	Configuration d'essai	
d1	Description détaillée de la configuration d'essai	
d2	Vérification de la conformité aux spécifications normatives applicables	Références à 5.13.4.2 et aux valeurs du tableau 20.
e	Mesures	
e1	Si applicable, donner la justification des différences par rapport aux fréquences spécifiées	Voir 5.13.4.3.3.
e2	Résultats des mesures de SA conformément au 5.13.4.4 et au tableau 19 et détermination de l'incertitude sur SA	Voir 5.13.4.3.1 et 5.13.4.4.
e3	Résultats soit des mesures par balayage en hauteur de l'antenne soit des mesures par balayage en fréquence et leurs incertitudes	Voir 5.13.4.3.2 et soit 5.13.4.5 soit 5.13.4.6.

Annex W (informative)

Checklist validation procedure (subclause 5.13)

Table W.1 – Items to be addressed in the CALTS validation report

Reference 5.13.6.2	Item	Remarks
a	General information	
a1	Address, CALTS location	
a2	Address, tel/fax number CALTS owner	
a3	Address, tel/fax number of the person/organization responsible for the CALTS validation report	Might be the same as under a2.
a4	Address, tel/fax number of the person/organization who carried out the CALTS validation.	Might be the same as under a2 and/or a3.
a5	Signatures of the persons/organizations mentioned under a2, a3 and a4.	
a6	General description of the CALTS configuration and ancillary components as used during the CALTS validation.	The use of photographs, drawings and part numbers may facilitate the description.
a7	Date of the completion CALTS validation and issue date of the validation report.	
b	Validity assessment	
b1	Results validity assessment.	
b2	Determination period of validity of the present CALTS validation.	
b3	Identification limiting conditions and configurations.	
c	Test antennas	
c1	Identification of calculable antennas.	Type, part number.
c2	Check compliance with the applicable normative specifications.	Reference 5.13.3.2 and the values in table 20.
c3	Identify characteristic impedance used.	See 5.13.3.2.7.
d	Test set-up	
d1	Detailed description of test set-up.	
d2	Check compliance with the applicable normative specifications.	Reference 5.13.4.2 and the values in table 20.
e	Measurements	
e1	If applicable give rationale for deviation from specified frequencies.	See 5.13.4.3.3.
e2	Results SA measurement i.a.w. 5.13.4.4 and table 19 and determination SA uncertainty.	See 5.13.4.3.1 and 5.13.4.4.
e3	Results of either antenna height-scan measurements or frequency-scan measurements and the uncertainty.	See 5.13.4.3.2 and either 5.13.4.5 or 5.13.4.6.

Référence à 5.13.6.2	Point	Remarques
f	Calcul de l'affaiblissement de l'emplacement et tolérances	Voir 5.13.5.2.
f1	Description des méthodes de calcul utilisées pour le SA, et critère pour le SA _{max} : hauteur ou fréquence.	Référence: annexe T ou procédures numériques.
f2	Détermination du SA théorique, et critère: hauteur ou fréquence.	
f3	Détermination des incertitudes de mesure totales en utilisant des valeurs par défaut ou des valeurs calculées s'il y a divergence par rapport aux valeurs du tableau 20.	Equations (5) et (6) ou (7).
g	Calculs des critères de conformité	Voir 5.13.5.3.
g1	Détermination des valeurs absolues calculées et mesurées de SA et soit la hauteur de l'antenne soit la fréquence.	
g2	Détermination de la différence entre la tolérance autorisée et les incertitudes de mesure de SA et soit la hauteur de l'antenne soit la fréquence.	
g3	Vérification de la conformité en utilisant les équations (8) et (9) ou (10).	
h	Déclaration finale de conformité	
h1	Résumé des résultats, déclaration de conformité prenant en compte la période de validité et les conditions et configurations limites indiquées.	Référence: point b

Reference 5.13.6.2	Item	Remarks
f	Calculation site attenuation and tolerances	See 5.13.5.2.
f1	Description used calculation methods for SA and either height or frequency criterion for maximum SA.	Reference: annex T or numerical procedures.
f2	Determine theoretical SA and either height or frequency criterion.	
f2	Determine total measurement uncertainties using default values or calculated values in case of deviations in table 20.	Equations (5) and (6) or (7).
g	Compliance criteria calculations	See 5.13.5.3.
g1	Determine absolute values of calculated and measured values of SA and either the antenna height or frequency.	
g2	Determine difference between allowed tolerance and measurement uncertainties of SA and either the antenna height or frequency.	
g3	Check compliance using the equations (8) and (9) or (10).	
h	Final statement of compliance	
h1	Summarize results, declare compliance taking into account period of validity and the stated limiting conditions and configurations.	Reference b

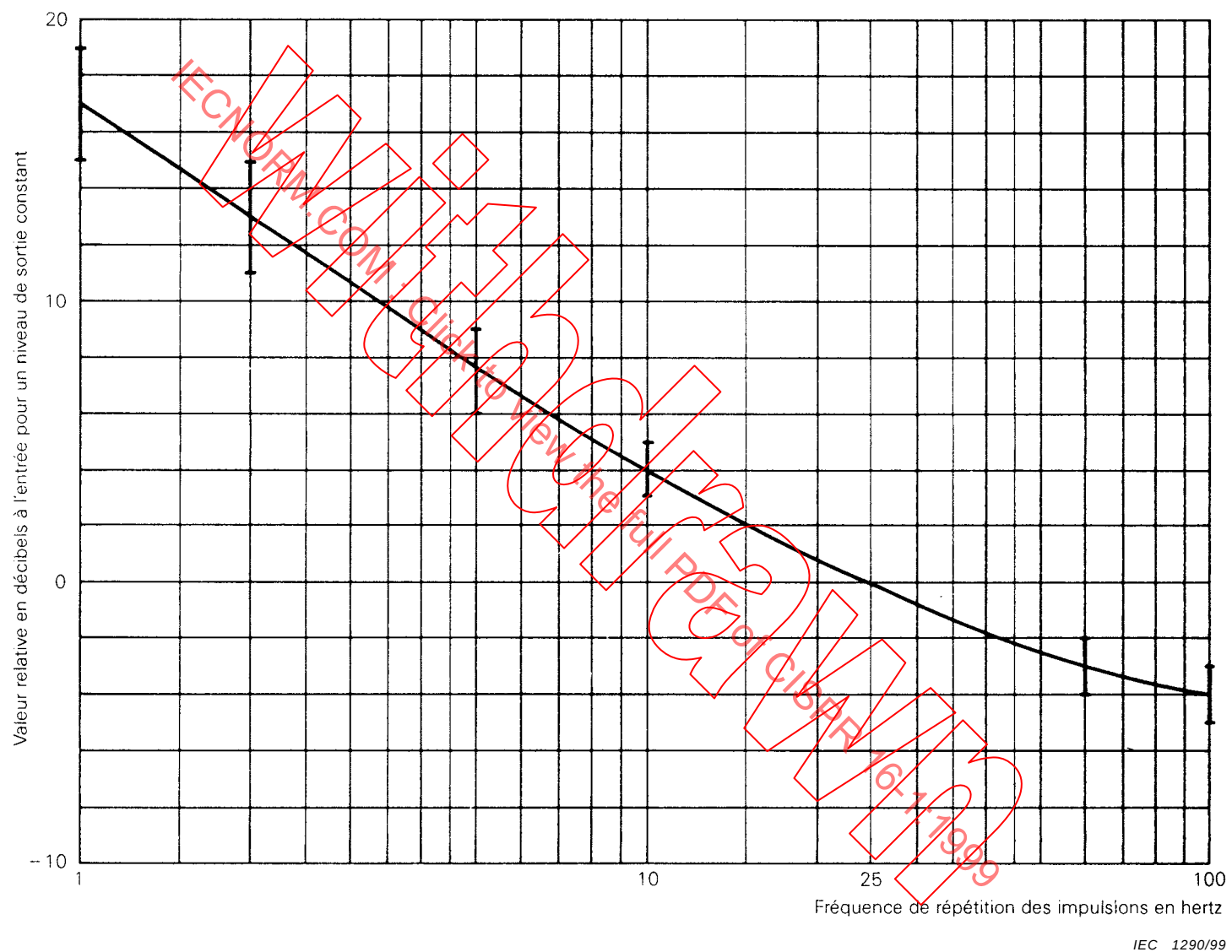


Figure 1a – Courbe de réponse aux impulsions (voir 4.1.4.2) (Bande A)

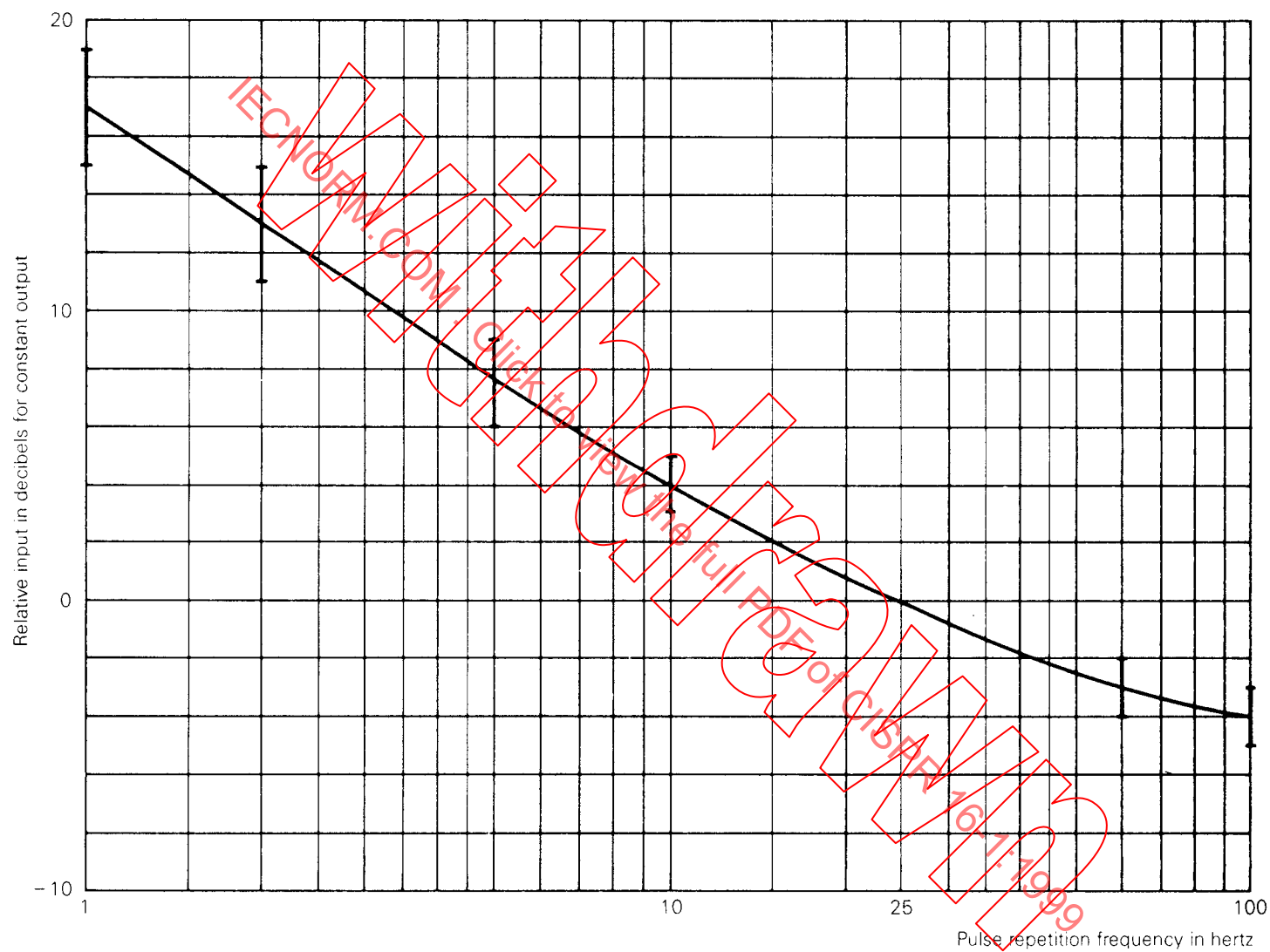


Figure 1a – Pulse response curve (see 4.1.4.2) (Band A)

IEC 1290/99

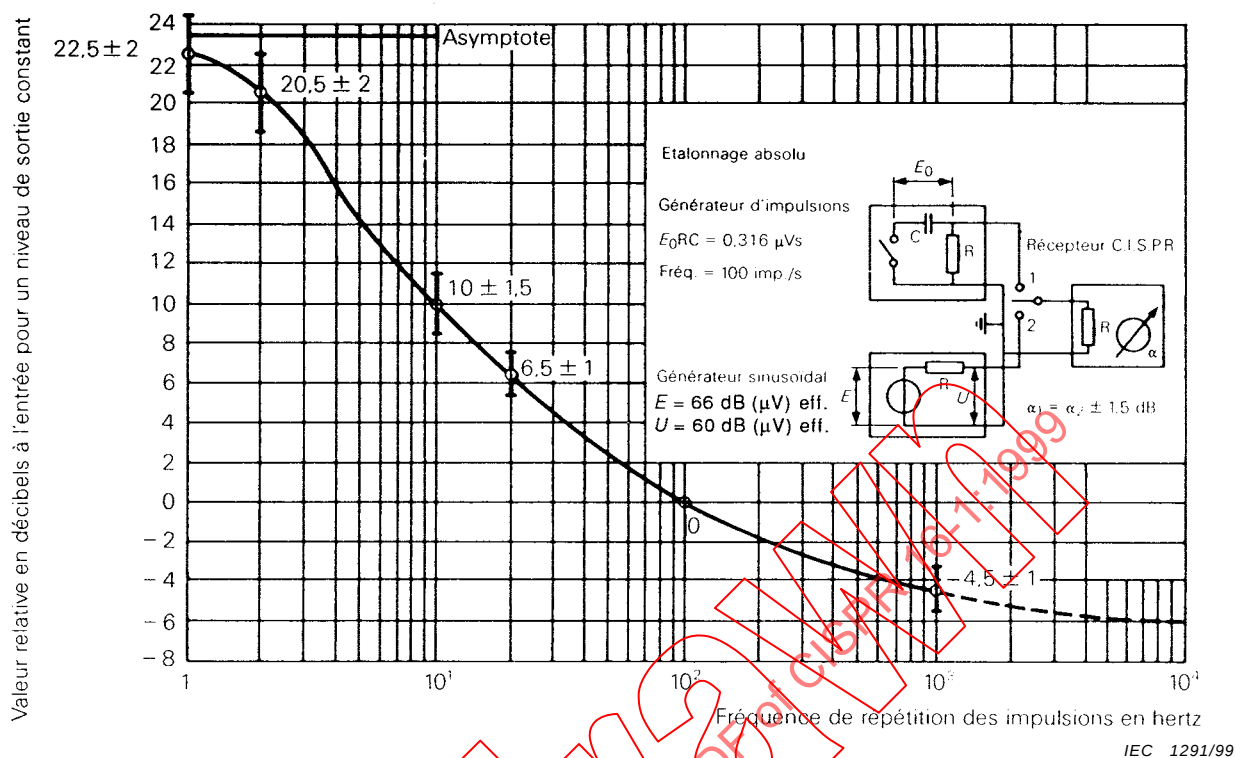


Figure 1b – Courbe de réponse aux impulsions (voir 4.1.4.2) (Bande B)

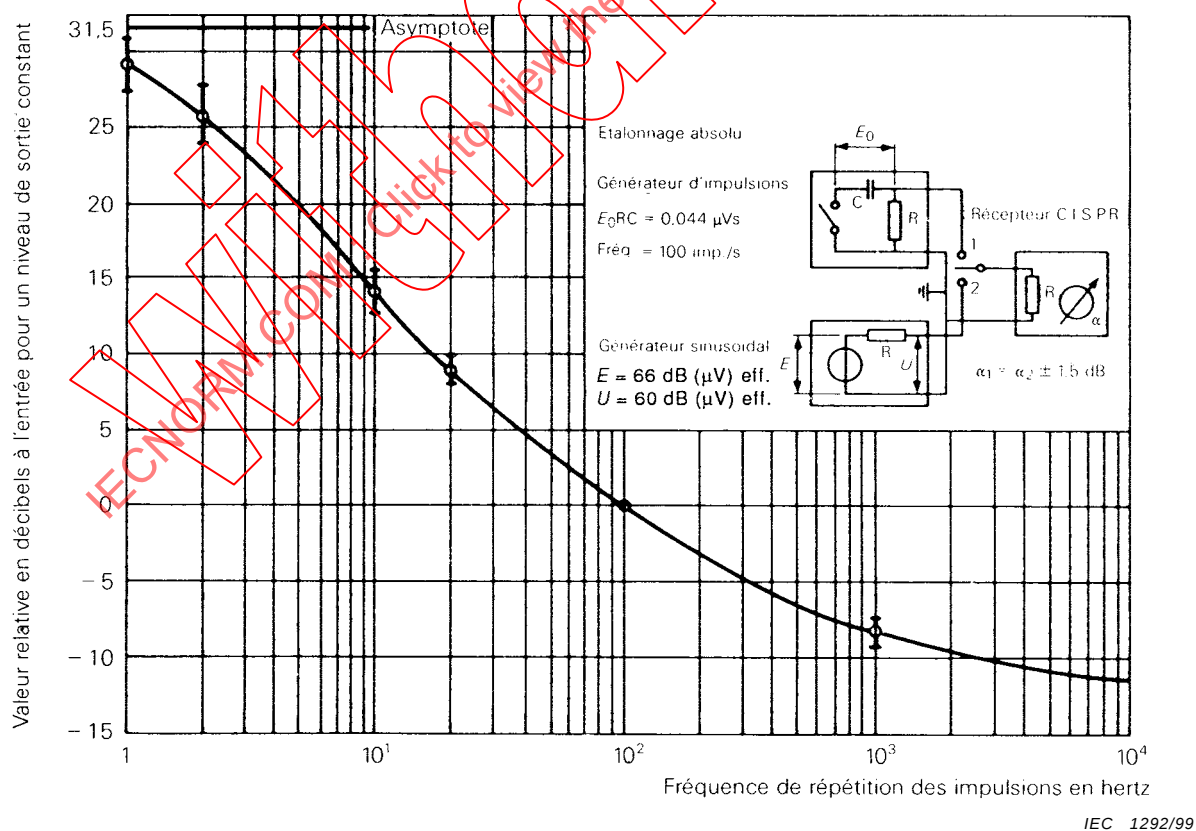


Figure 1c – Courbe de réponse aux impulsions (voir 4.1.4.2) (Bandes C et D)

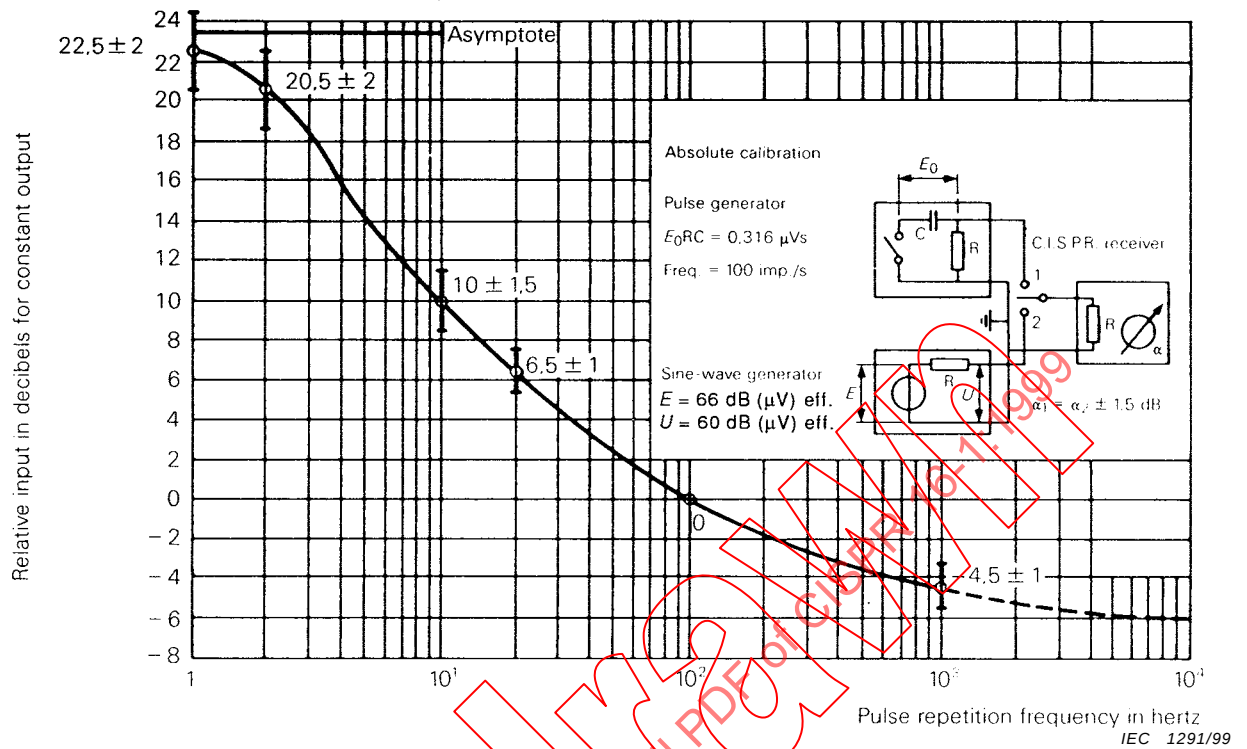


Figure 1b – Pulse response curve (see 4.1.4.2) (Band B)

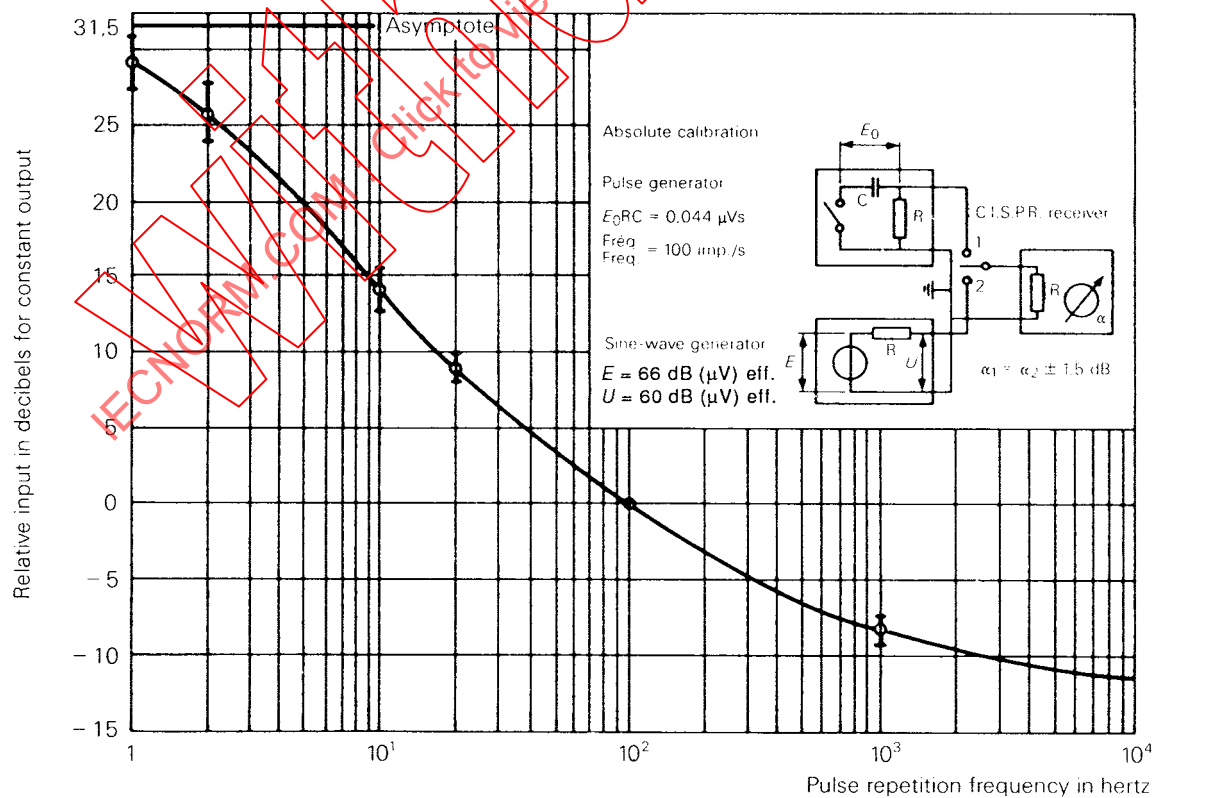


Figure 1c – Pulse response curve (see 4.1.4.2) (Bands C and D)

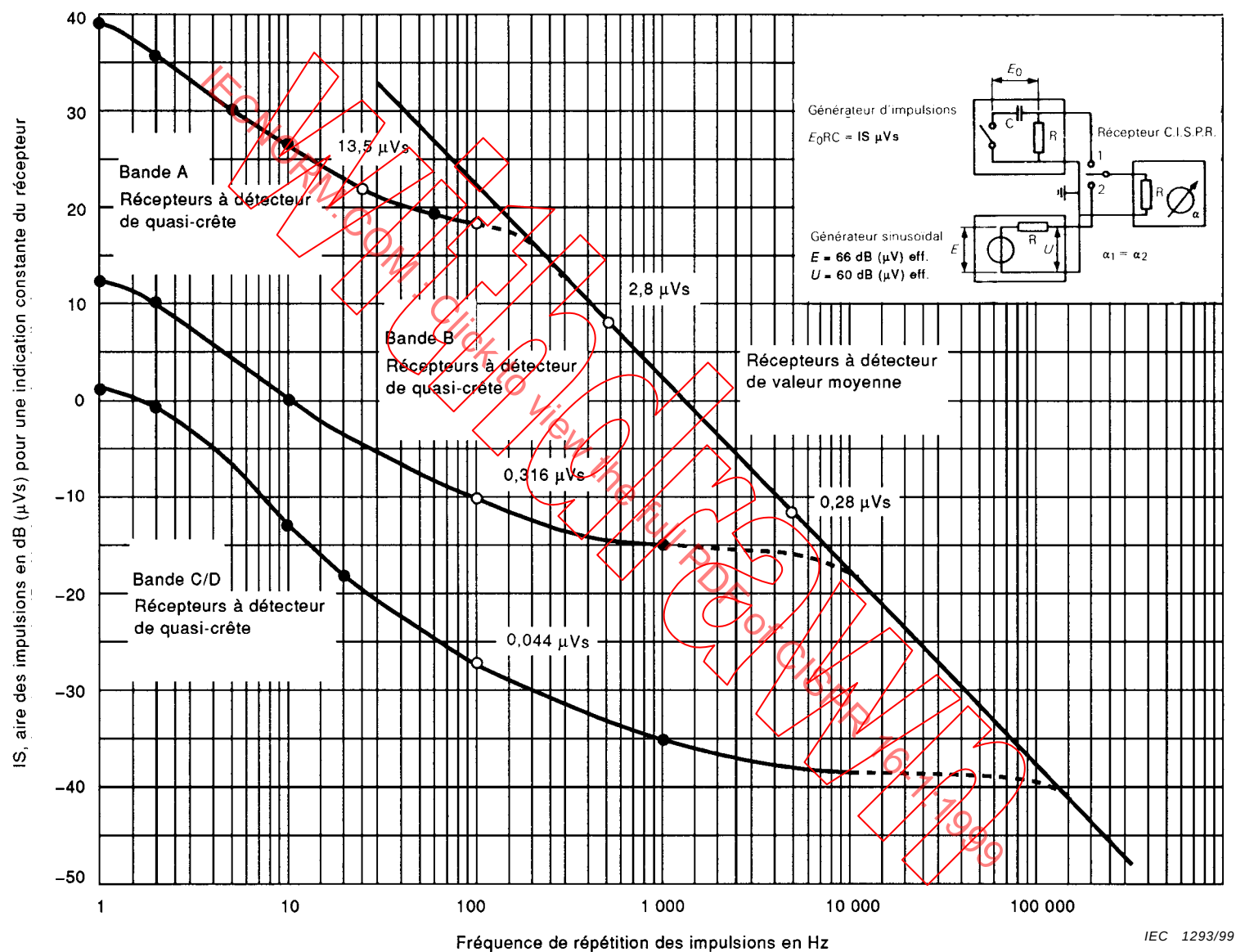


Figure 1d – Courbe de réponse théorique aux impulsions de récepteurs munies de détecteurs de quasi-crête ou de valeur moyenne (voir 4.1.4.2 et 4.3.4.2)

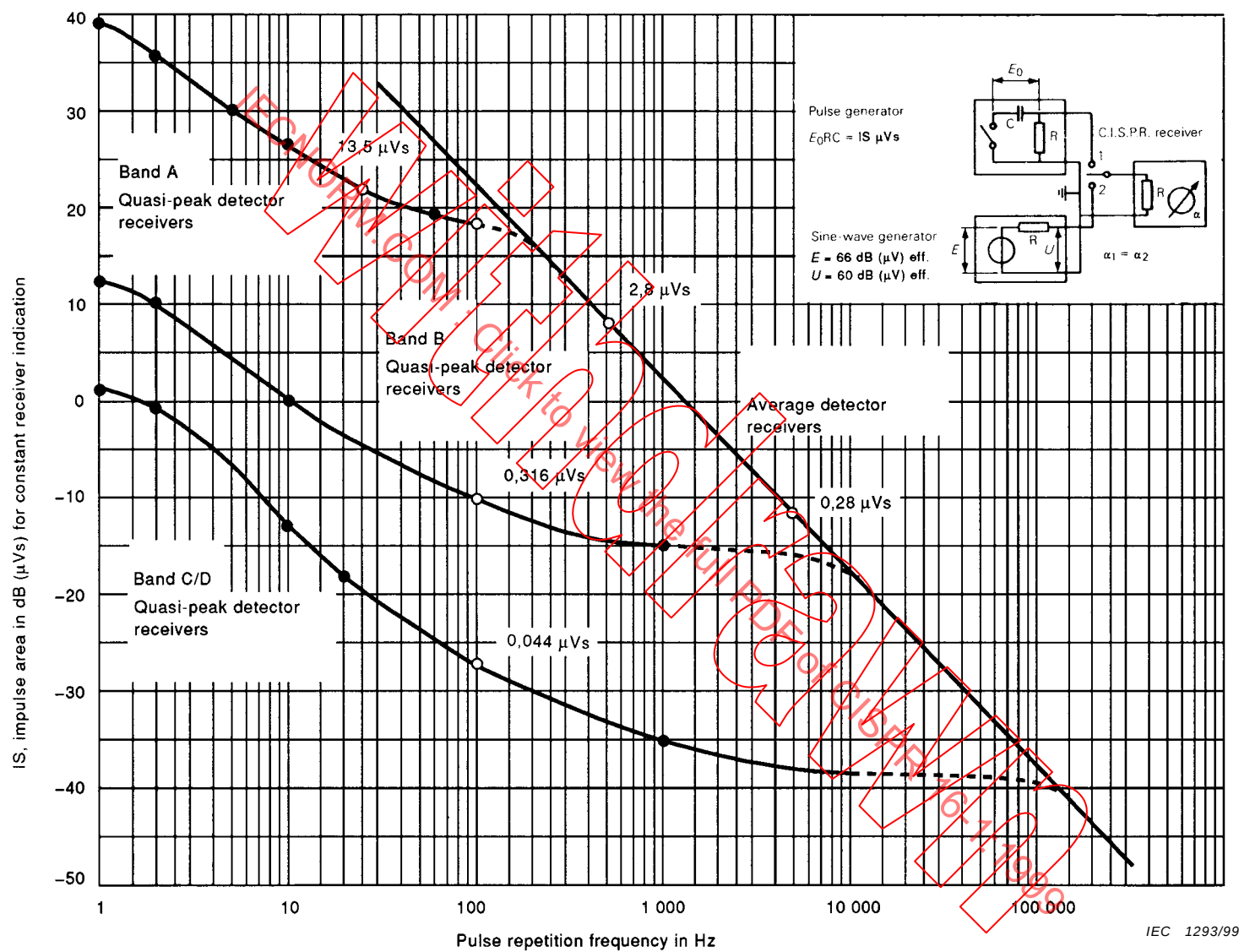
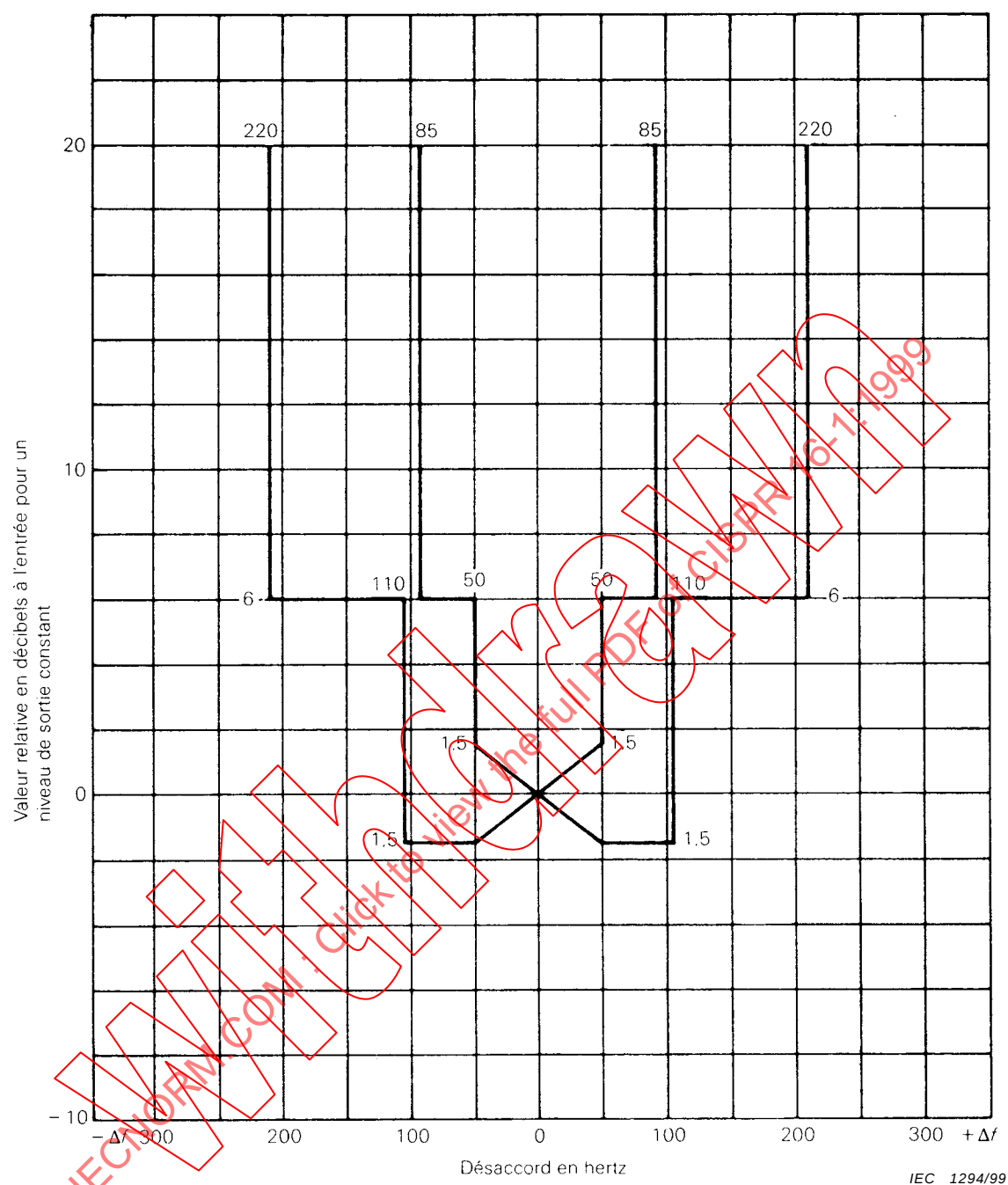


Figure 1d – Theoretical pulse response curve of quasi-peak detector receivers and average detector receiver (see 4.1.4.2 and 4.3.4.2)



**Figure 2a – Limites pour la sélectivité globale – bande passante
(voir 4.1.5.1, 4.2.5, 4.3.5, 4.4.5) (Bande A)**

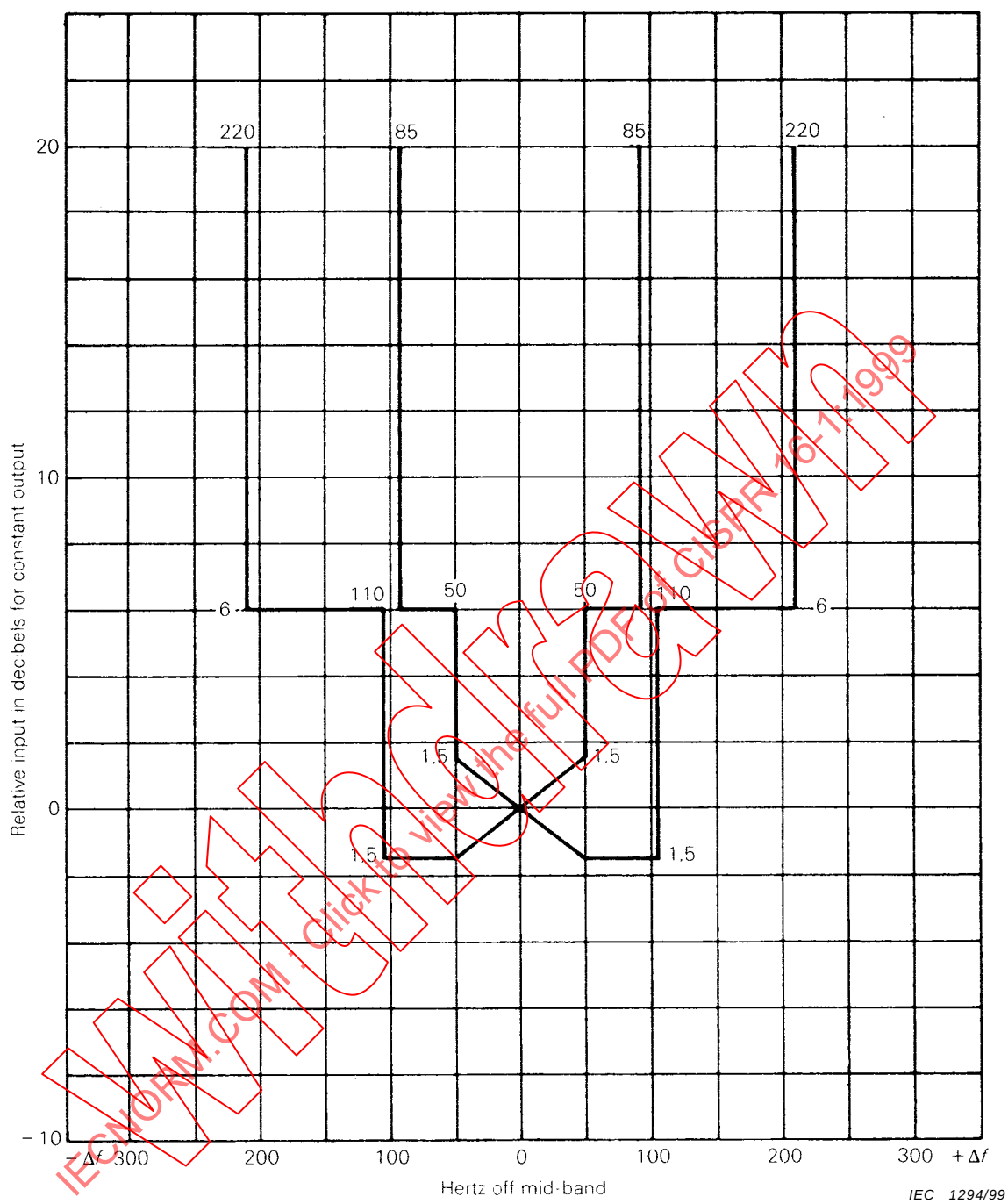


Figure 2a – Limits of overall selectivity – pass-band
(see 4.1.5.1, 4.2.5, 4.3.5, 4.4.5) (Band A)

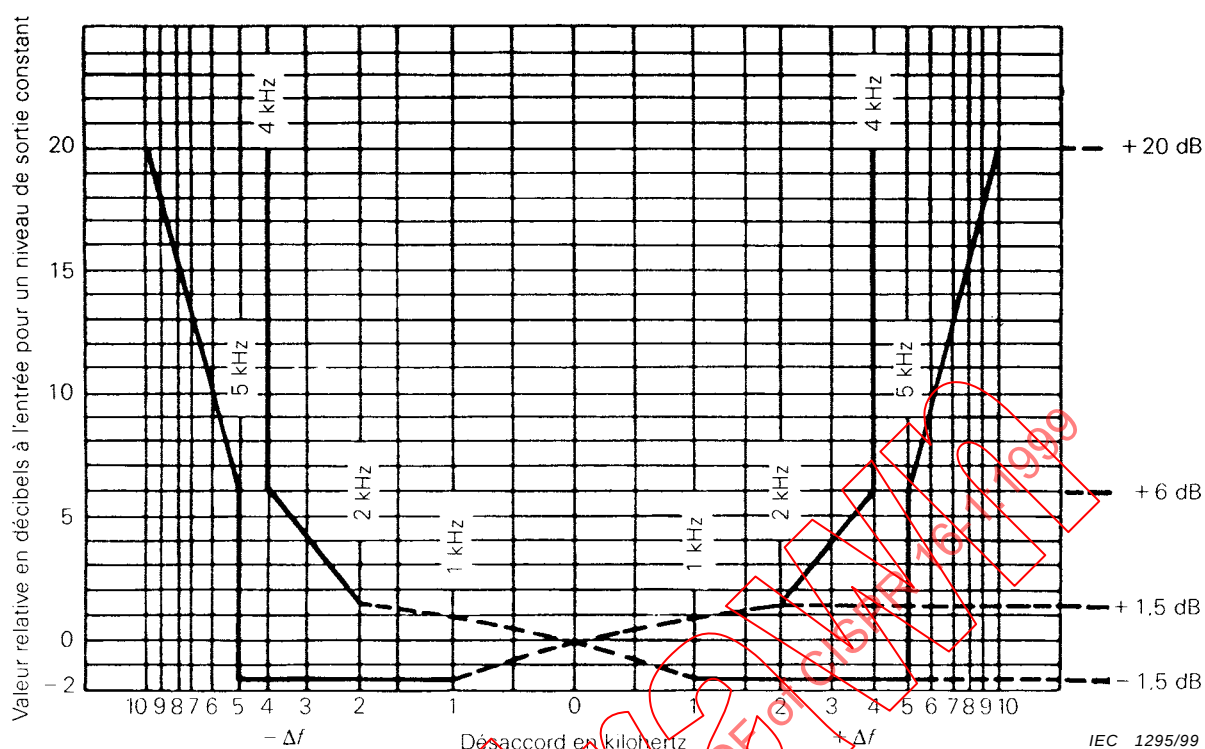


Figure 2b – Limites pour la sélectivité globale – bande passante
(voir 4.1.5.1, 4.2.5, 4.3.5) (Bande B)

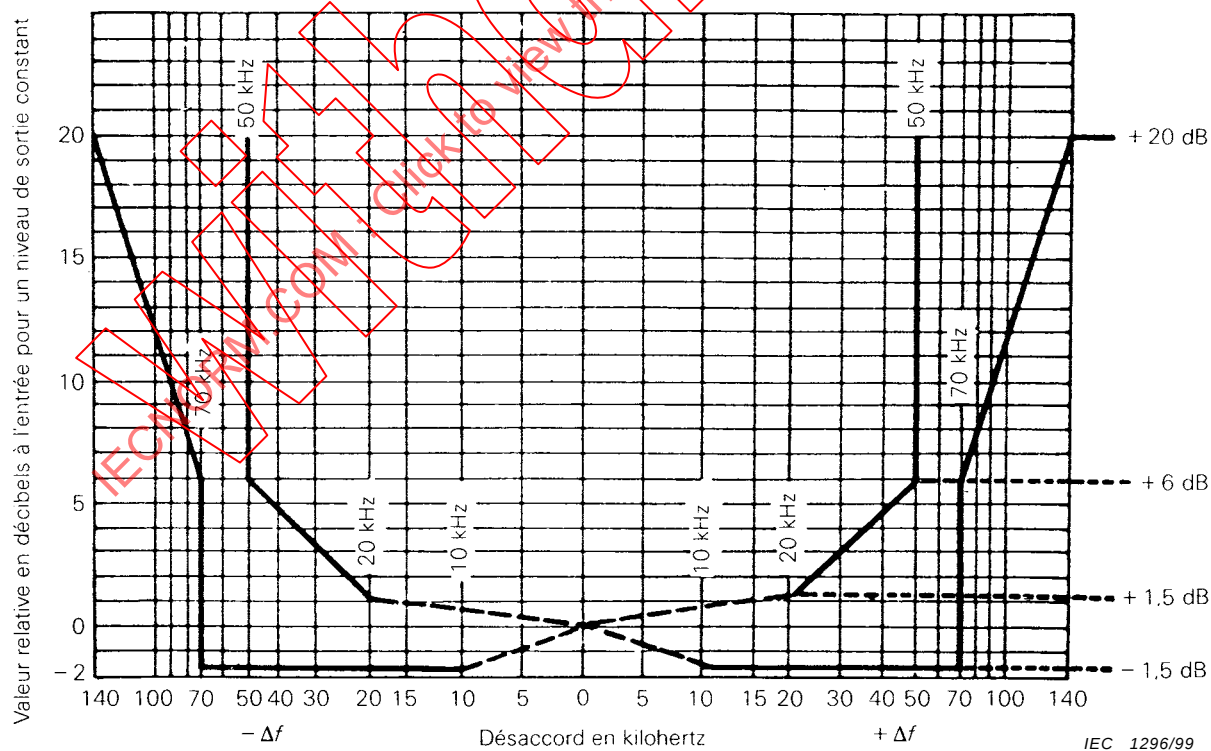


Figure 2c – Limites pour la sélectivité globale – bande passante
(voir 4.1.5.1, 4.2.5, 4.3.5, 4.4.5) (Bandes C et D)

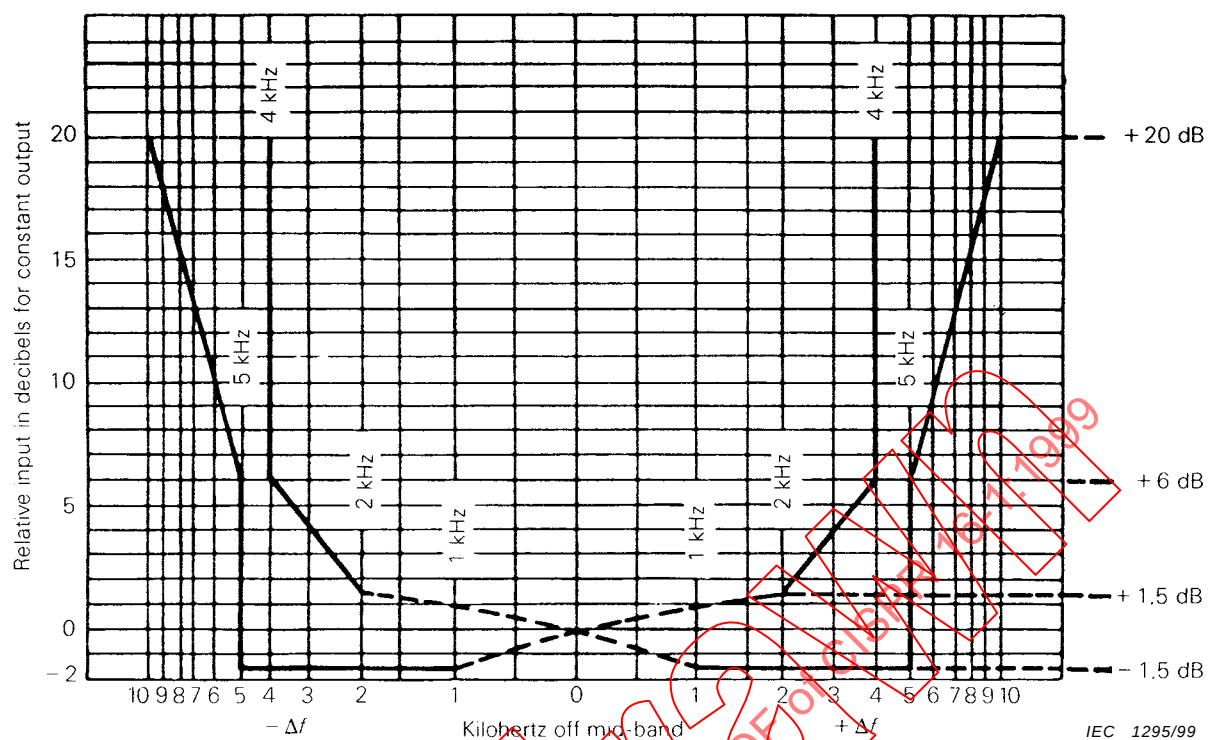


Figure 2b – Limits of overall selectivity – pass-band (see 4.1.5.1, 4.2.5, 4.3.5) (Band B)

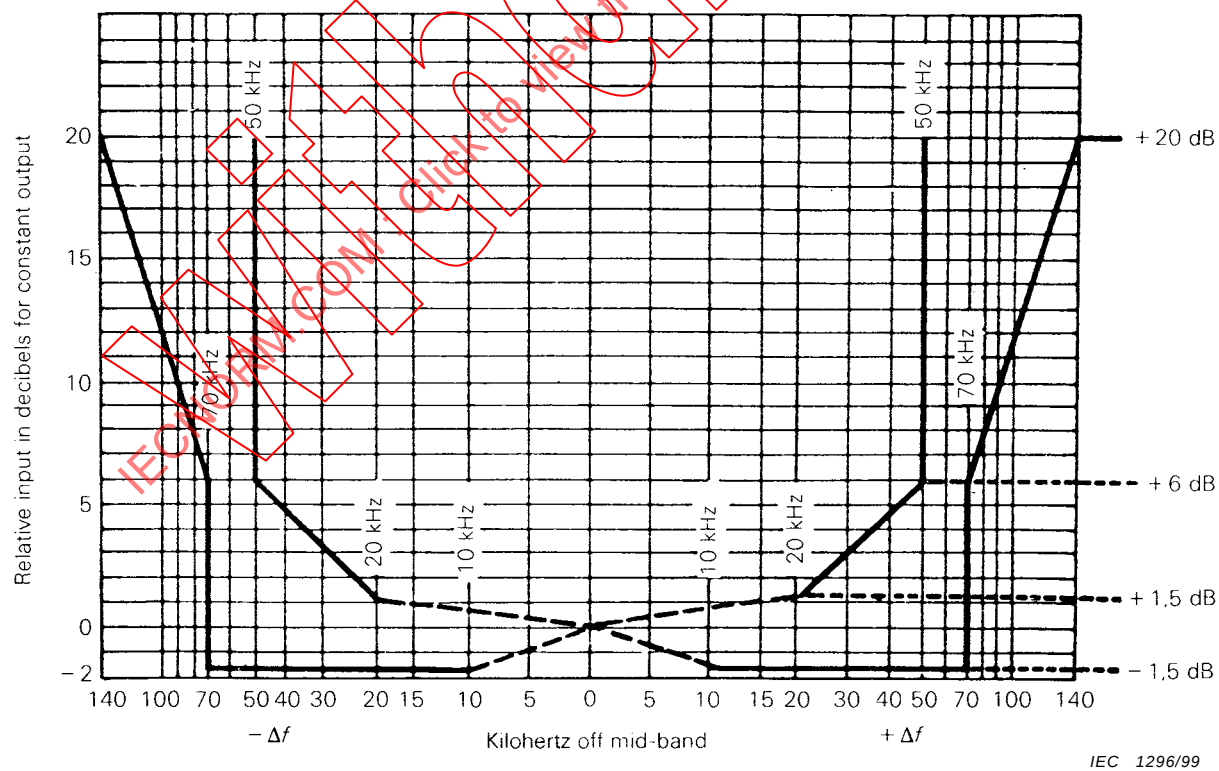
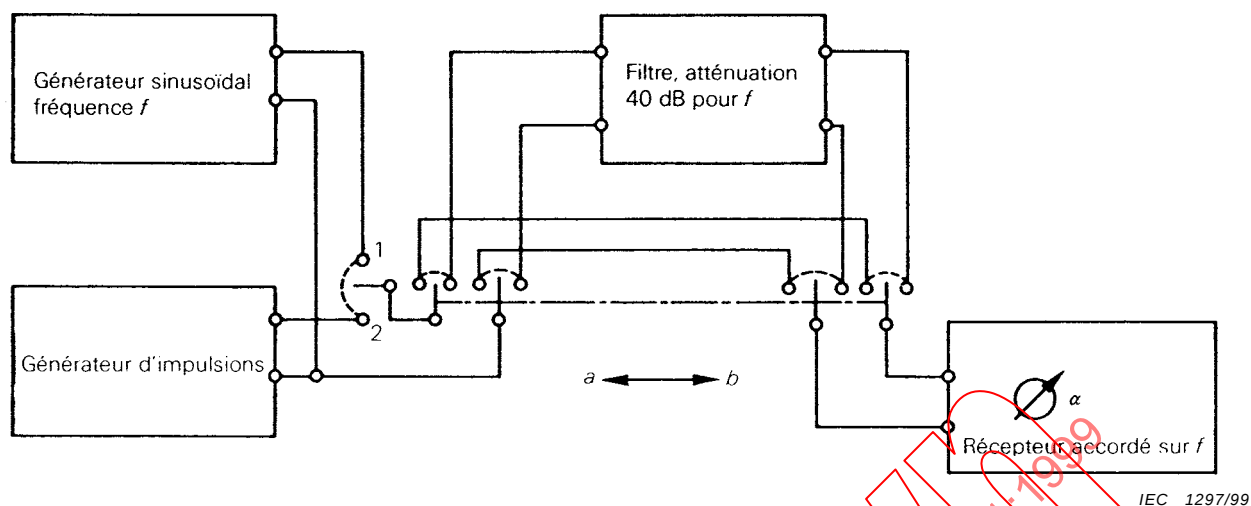


Figure 2c – Limits of overall selectivity – pass-band (see 4.1.5.1, 4.2.5, 4.3.5, 4.4.5) (Bands C and D)



Réponses:
 $\alpha_{1a} = \alpha_{2a}$
 $\alpha_{1b} = \alpha_{1a} - 40 \text{ dB}$
 $\alpha_{2b} = \alpha_{2a} - 36 \text{ dB}$

Figure 3 – Schéma pour l'essai des effets d'intermodulation (voir 4.1.6)

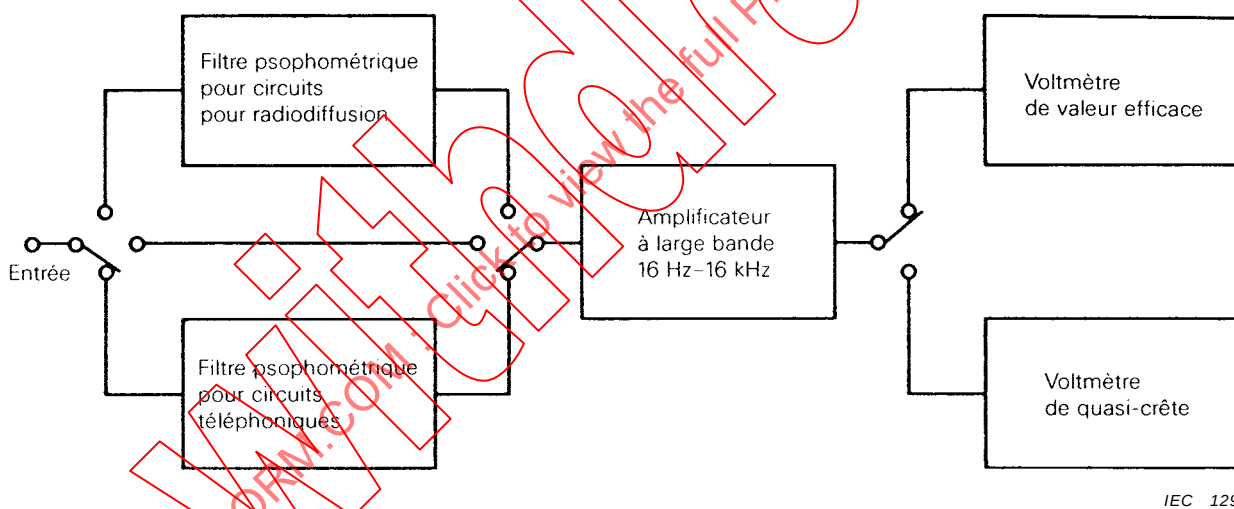
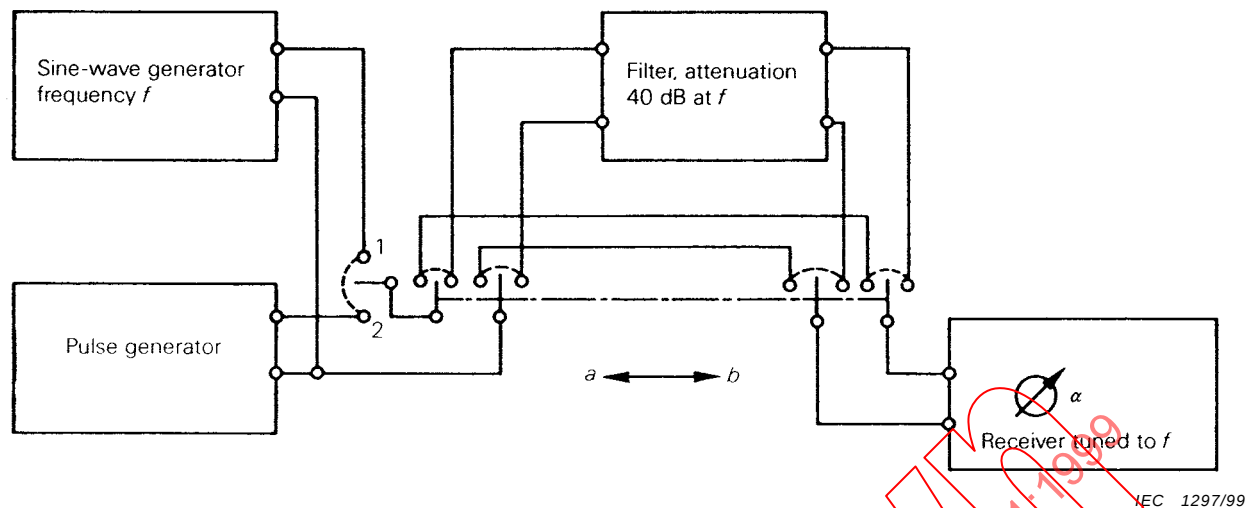


Figure 4 – Schéma fonctionnel d'un voltmètre de mesure des perturbations à audiofréquences (voir 4.6)



Responses:

$$\alpha_{1a} = \alpha_{2a}$$

$$\alpha_{1b} = \alpha_{1a} - 40 \text{ dB}$$

$$\alpha_{2b} = \alpha_{2a} - 36 \text{ dB}$$

Figure 3 – Arrangement for testing intermodulation effects (see 4.1.6)

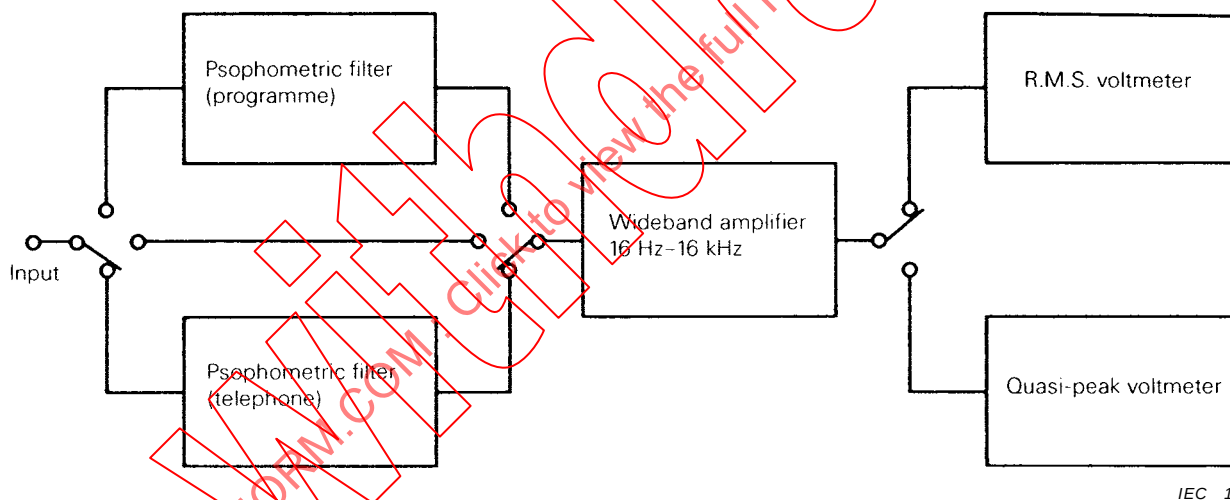


Figure 4 – Block diagram of an audio-frequency interference voltmeter (see 4.6)

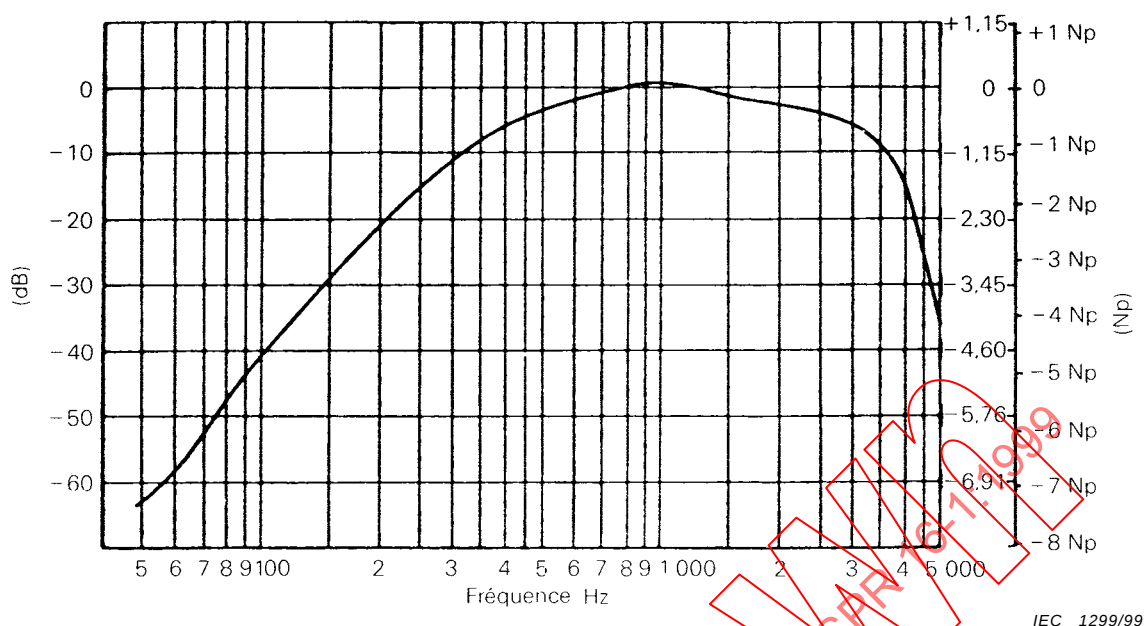


Figure 5 – Courbe caractéristique du réseau filtrant psophométrique utilisé pour les mesures aux bornes d'un circuit téléphonique commercial interurbain (voir 4.6.1.3, point b))

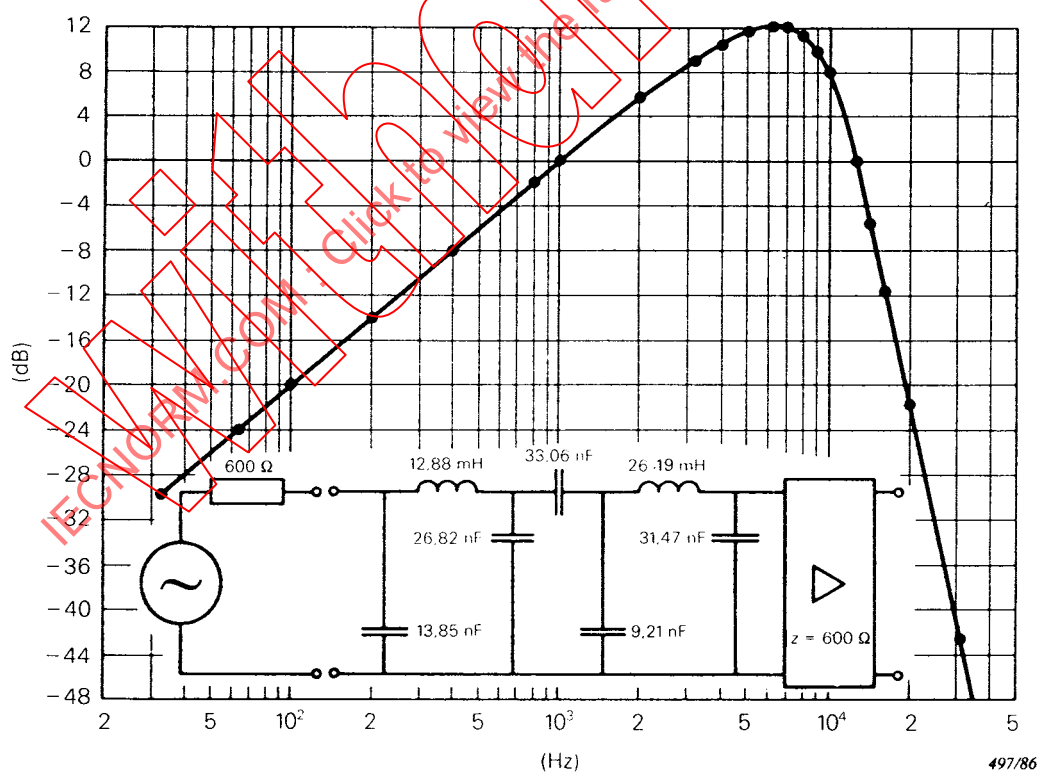


Figure 6 – Réseau de pondération pour les mesures relatives à la radiodiffusion (programme) et sa courbe de réponse (voir 4.6.1.3, point c))

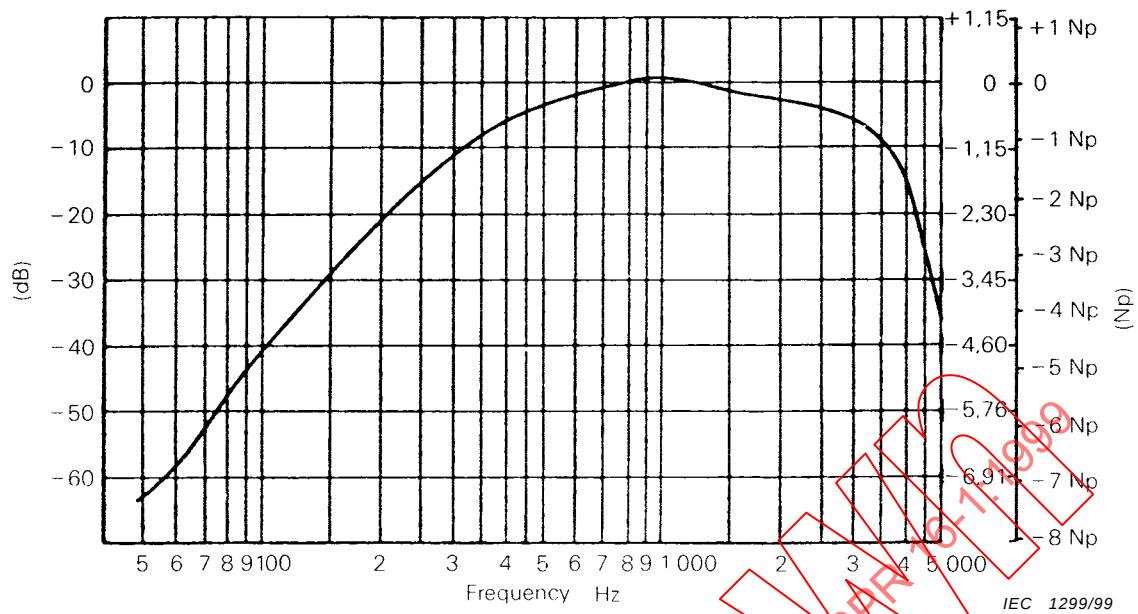


Figure 5 – Characteristic curve of the psophometric filter network used for measurement at the terminals of a commercial trunk telephone circuit (see item b) of 4.6.1.3)

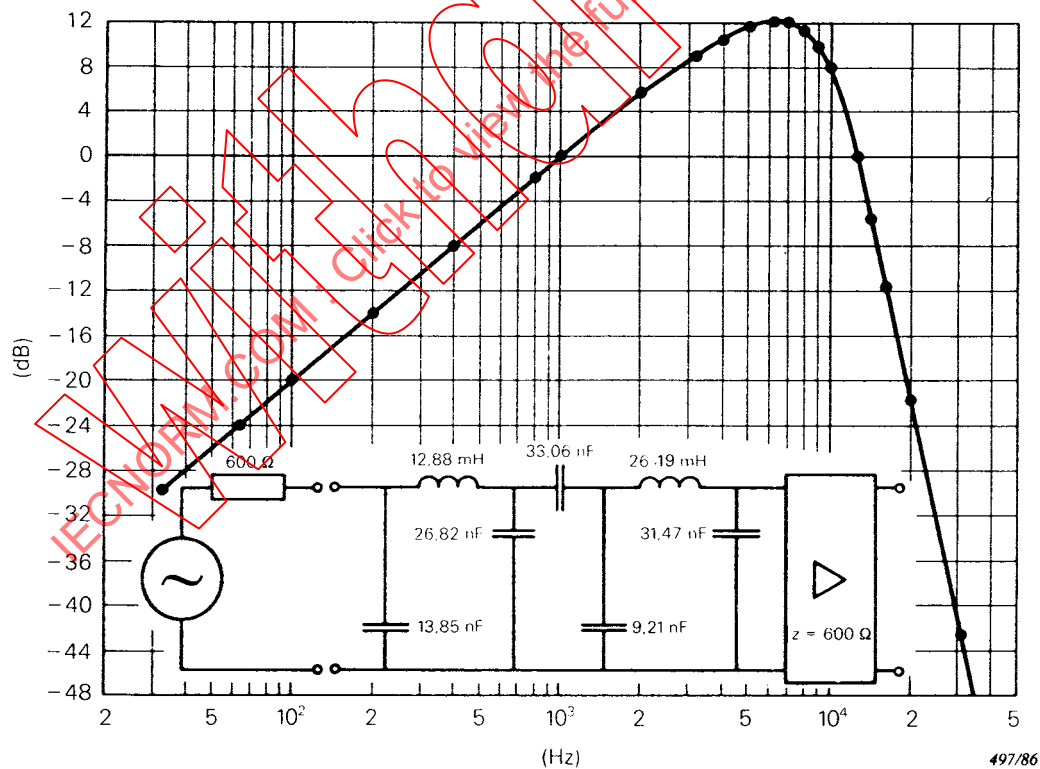


Figure 6 – Weighting network for programme measurement and its response curve (see item c) of 4.6.1.3)

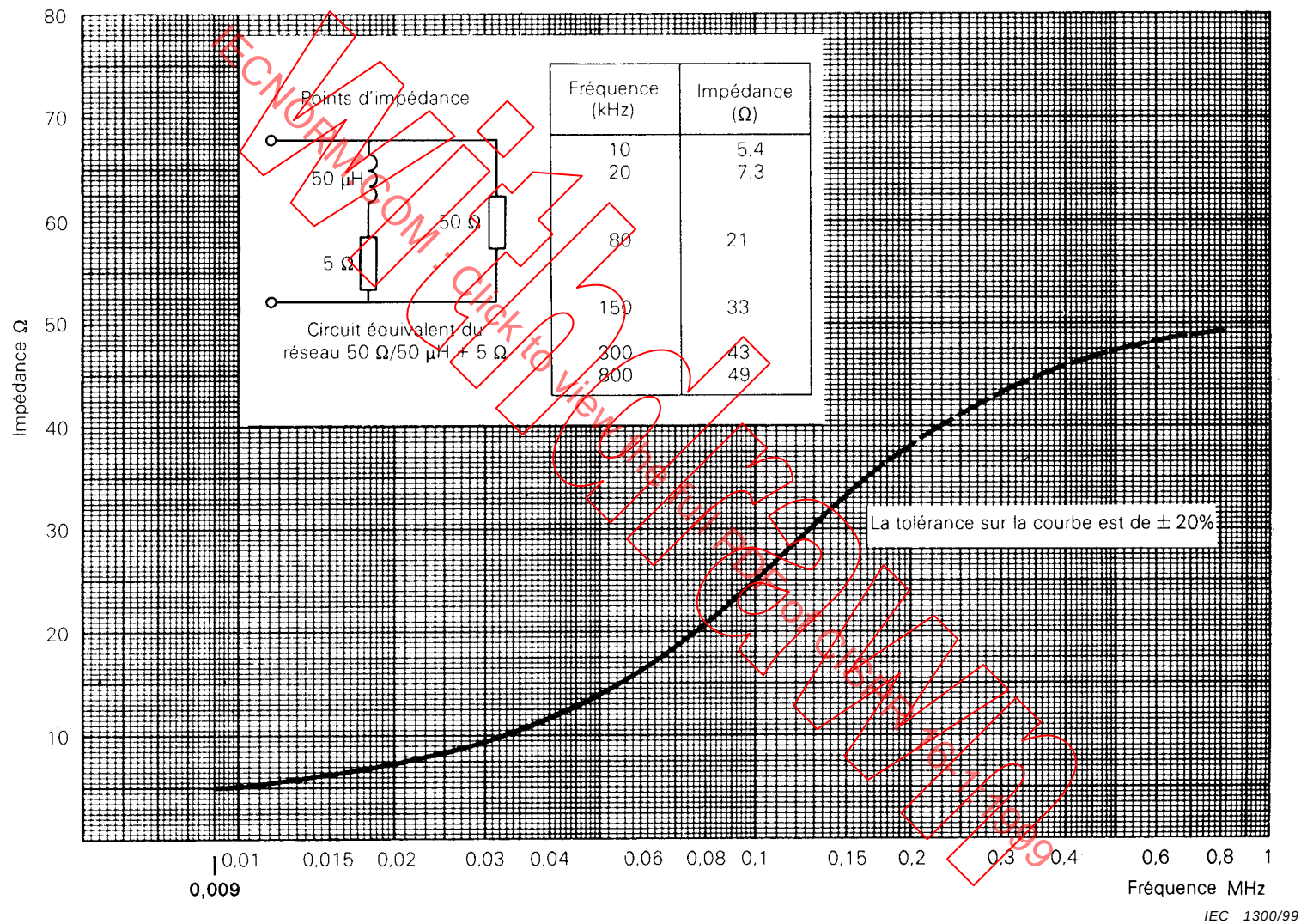


Figure 7a – Impédance du réseau fictif pour la bande A (voir 5.1.2)

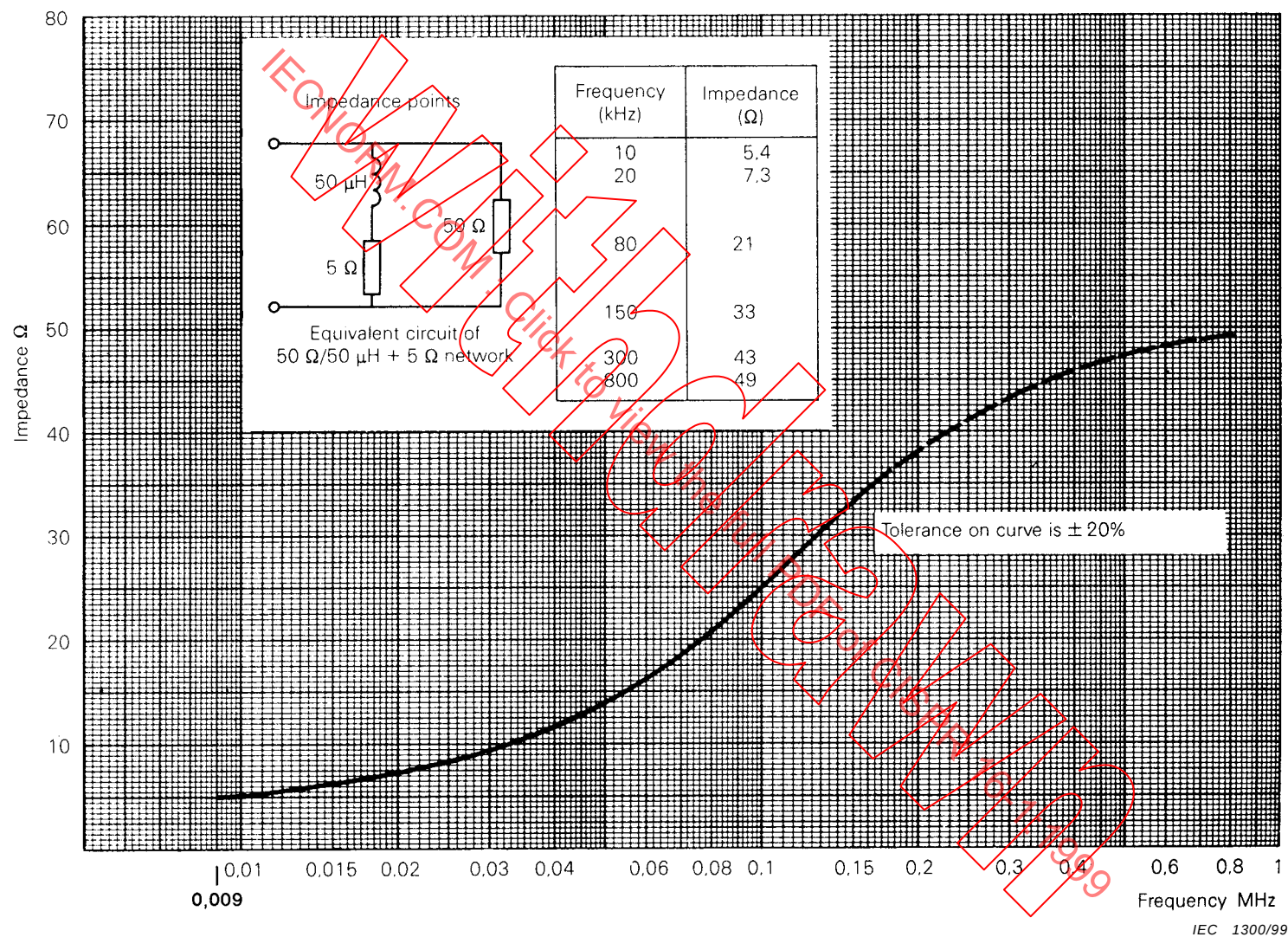


Figure 7a – Impedance of artificial mains network for band A (see 5.1.2)

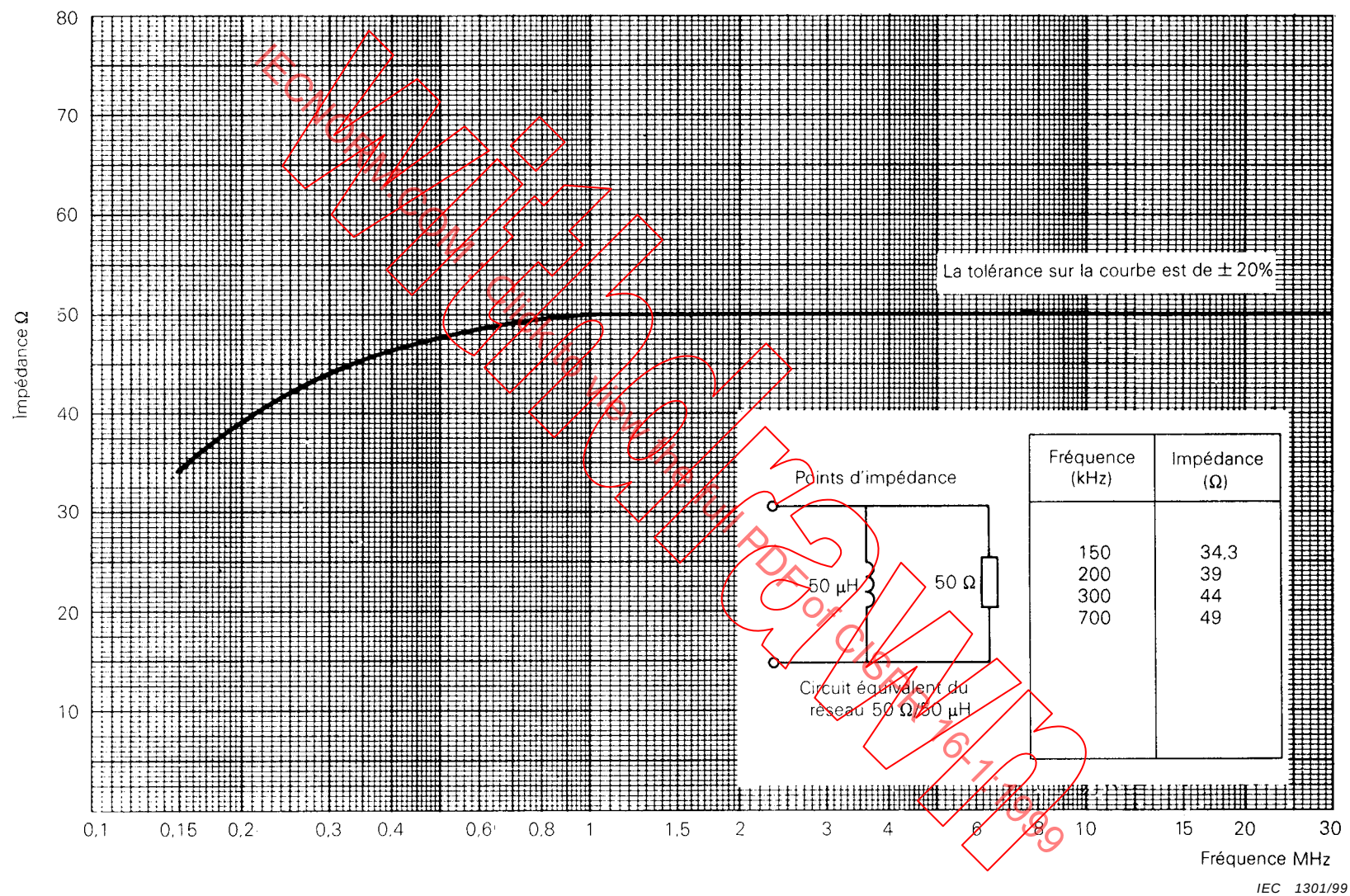


Figure 7b – Impédance du réseau fictif pour la bande B (voir 5.1.3)

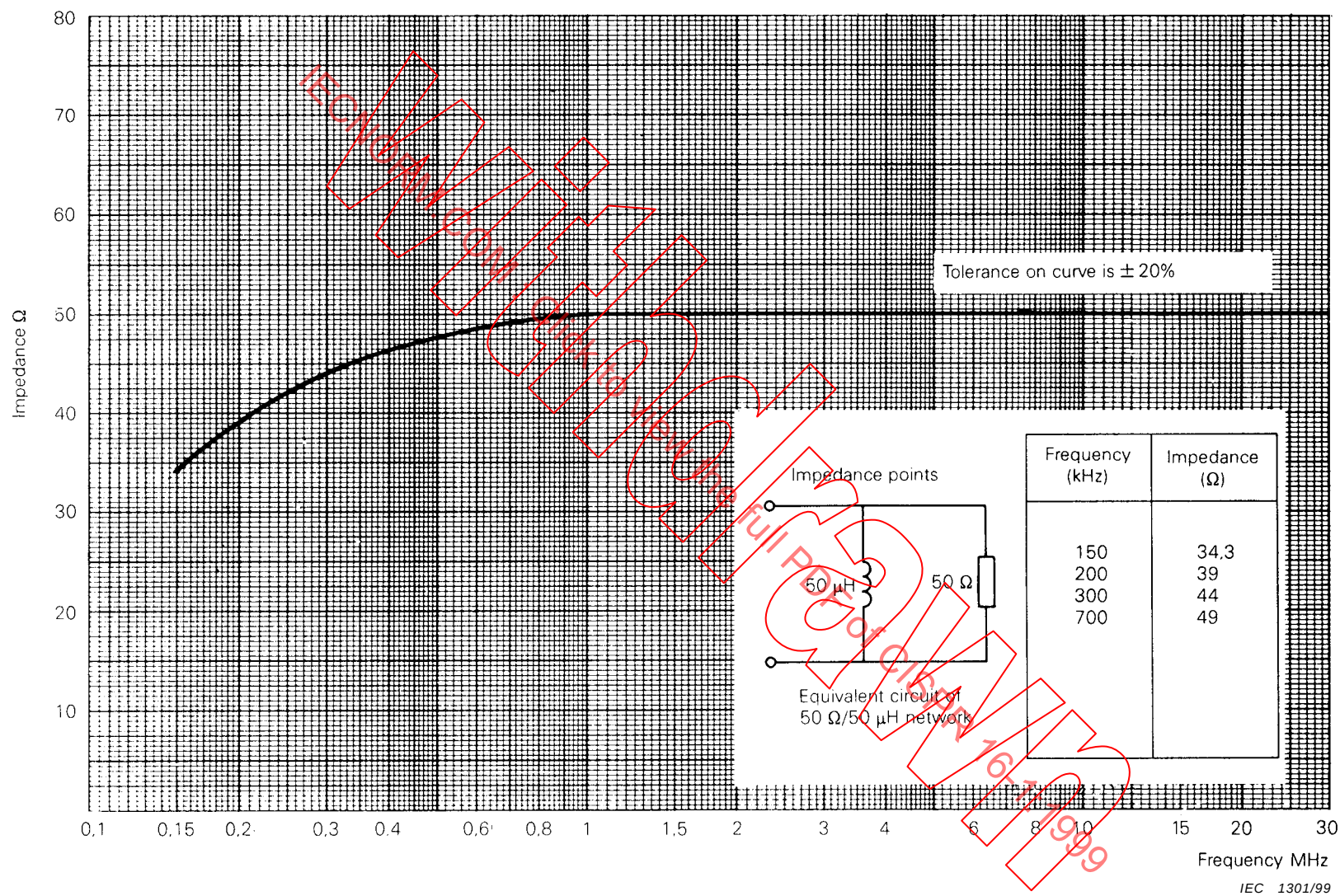


Figure 7b – Impedance of artificial mains network for band B (see 5.1.3)

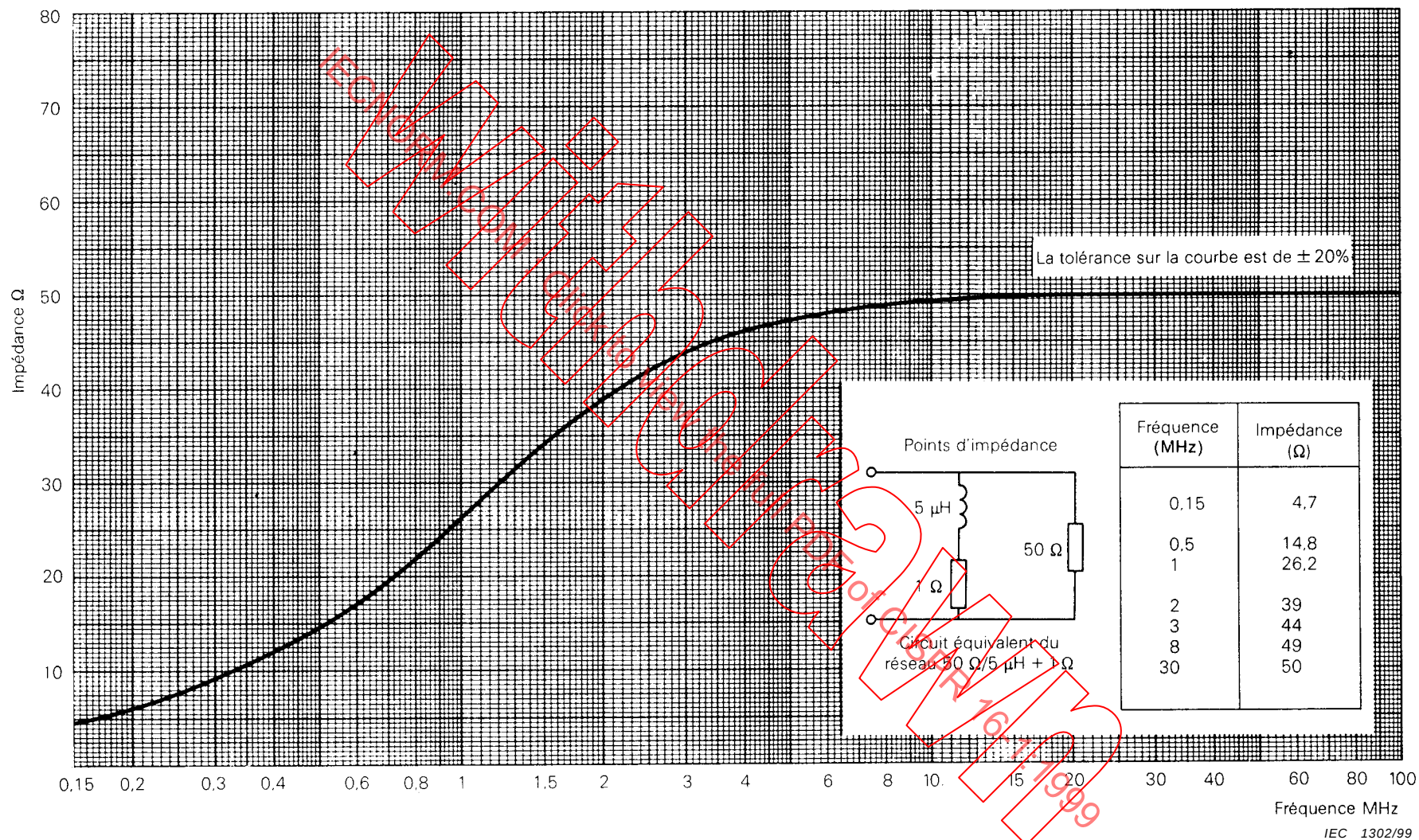


Figure 8 – Impédance du réseau fictif pour la bande B, 0,15 MHz à 30 MHz, ou la bande C, 30 MHz à 100 MHz (voir 5.1.4)

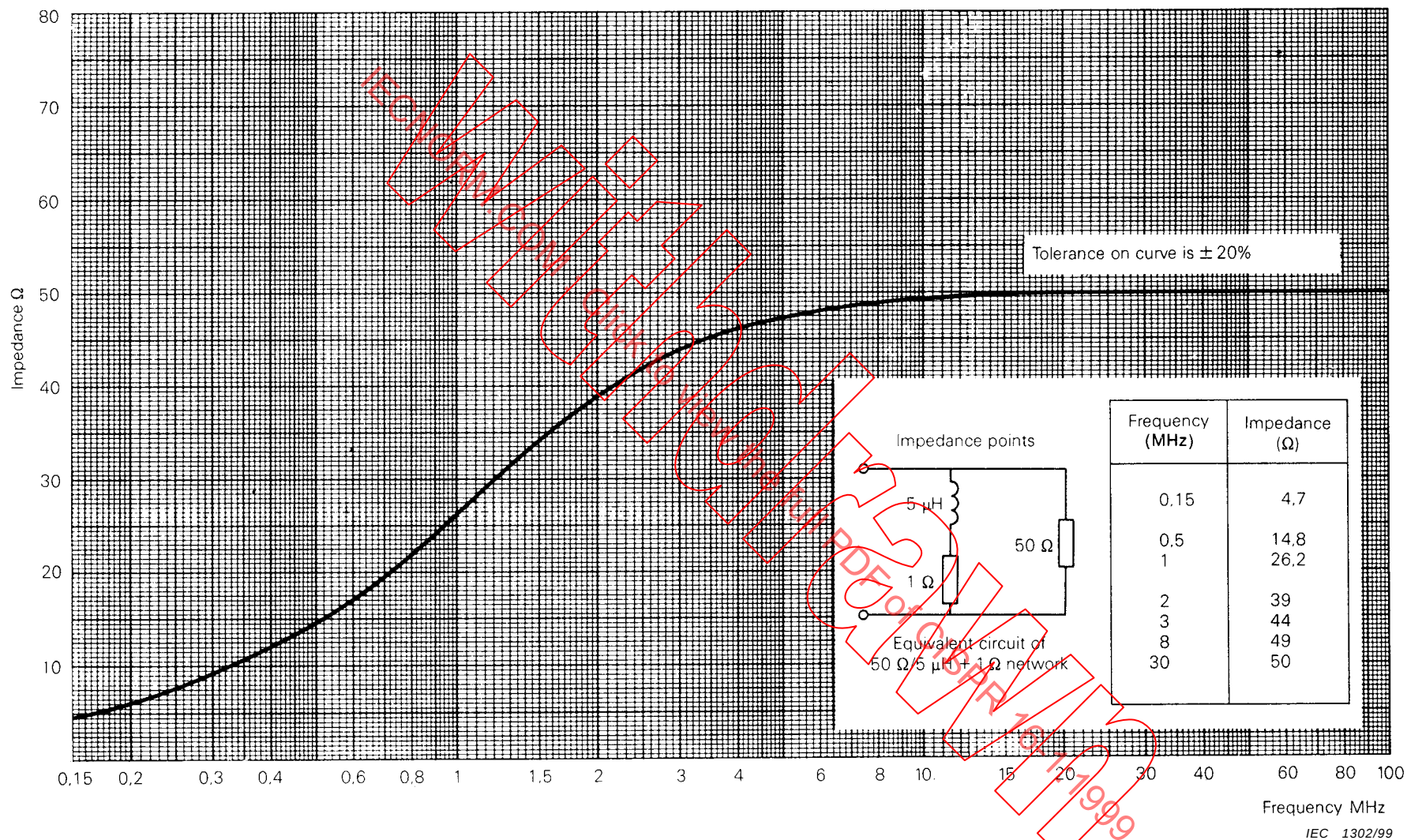
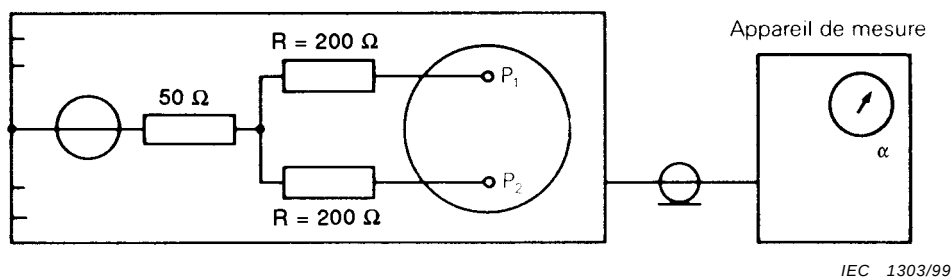
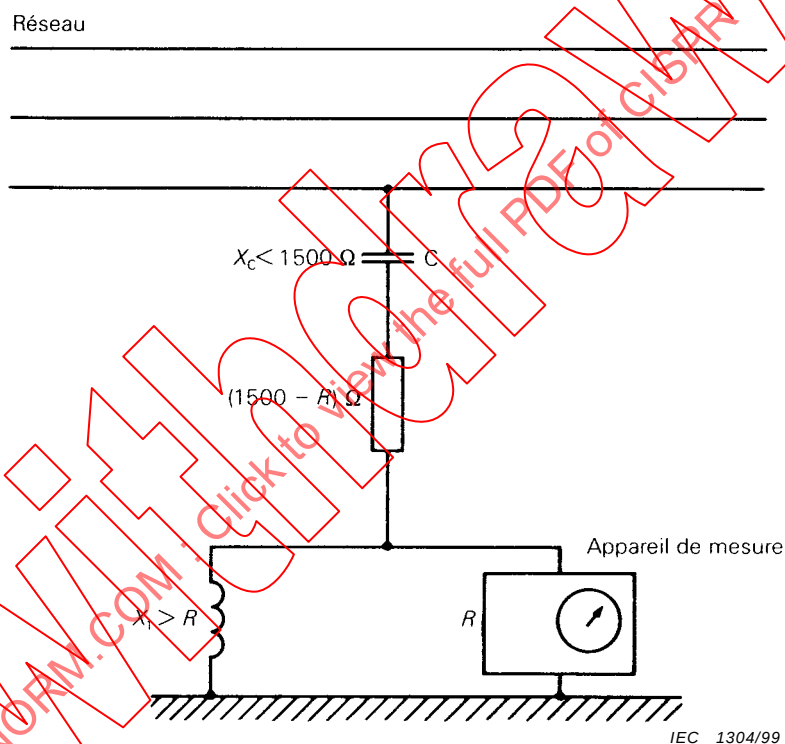


Figure 8 – Impedance of artificial mains network for band B, 0,15 MHz to 30 MHz or band C, 30 MHz to 100 MHz (see 5.1.4)



R sont les résistances de 200 Ω égales à 1 % près
 P₁ P₂ sont les bornes de réseau pour le raccordement de l'appareil

Figure 9 – Méthode de vérification de la symétrie du montage pour la mesure des tensions symétriques (voir 5.1.6.1)



NOTE:

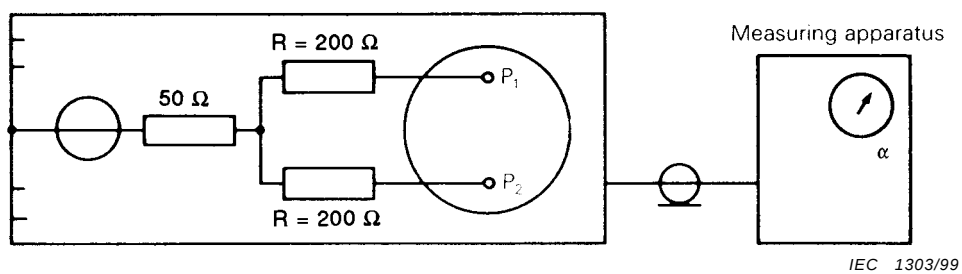
$$V = \frac{1\,500}{R} U$$

où

V est la tension perturbatrice

U est la tension à l'entrée de l'appareil de mesure

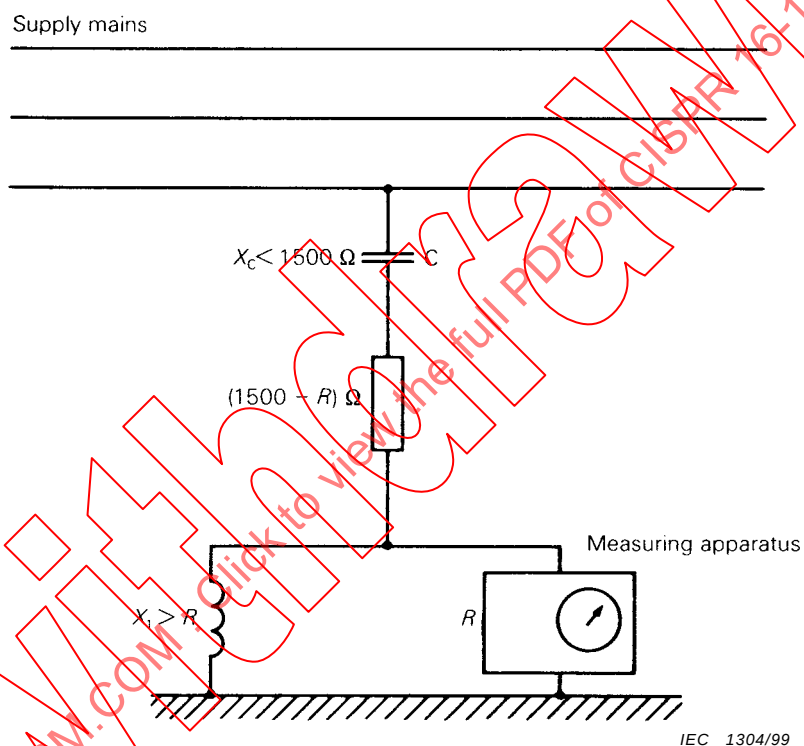
Figure 10 – Dispositif pour la mesure des tensions perturbatrices RF sur le réseau d'alimentation (voir 5.2.2)



R are the resistors of $200\ \Omega$ equal to each other within 1 %

P_1 P_2 are the terminals of network for connection of device

Figure 9 – Method for checking the balance of the arrangement for the measurement of symmetrical voltages (see 5.1.6.1)



NOTE $V = \frac{1500}{R} U$

where

V is the disturbing voltage

U is the voltage at the input of the measuring apparatus

Figure 10 – Circuit for RF voltage measurement on supply mains (see 5.2.2)

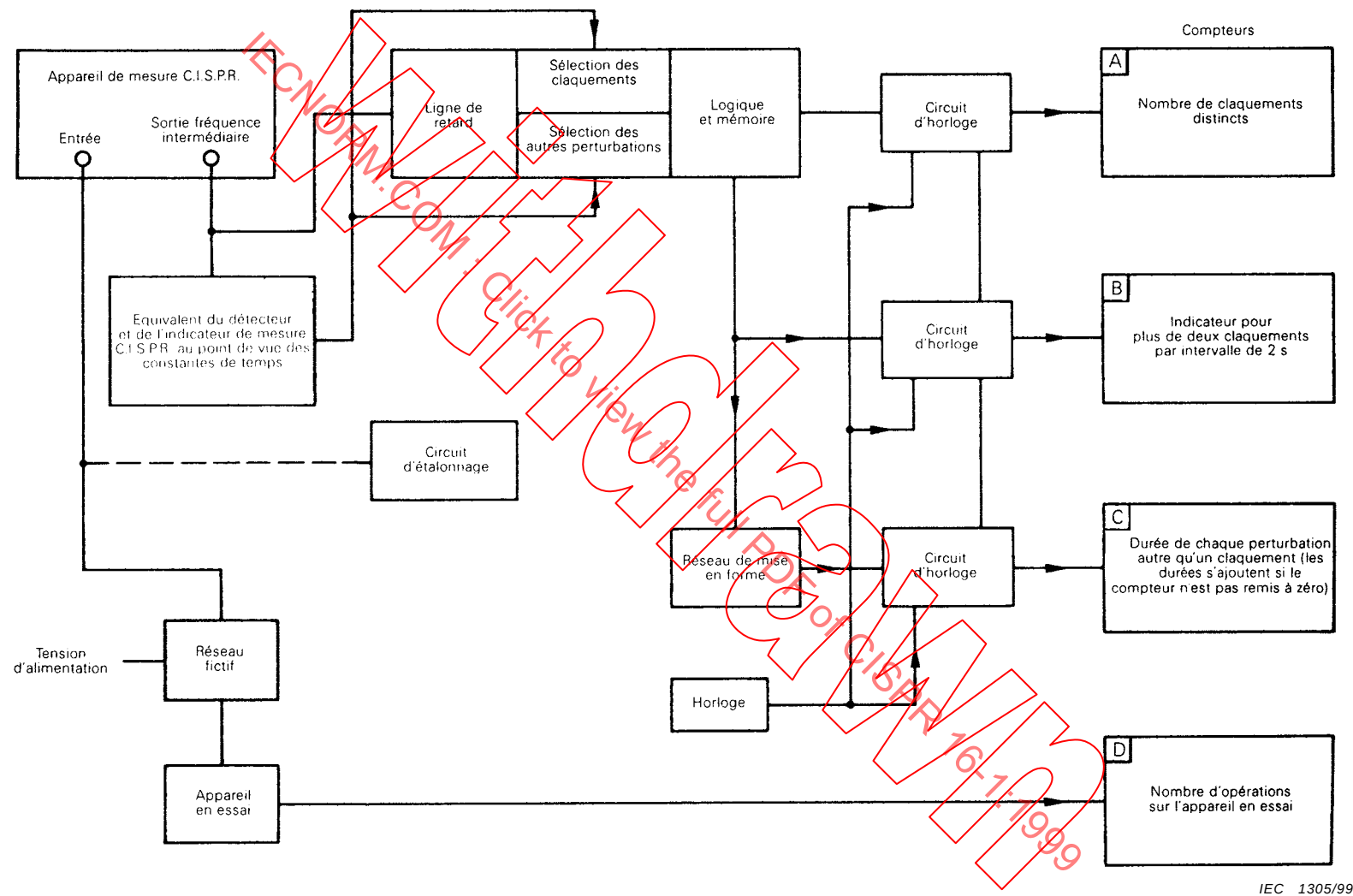
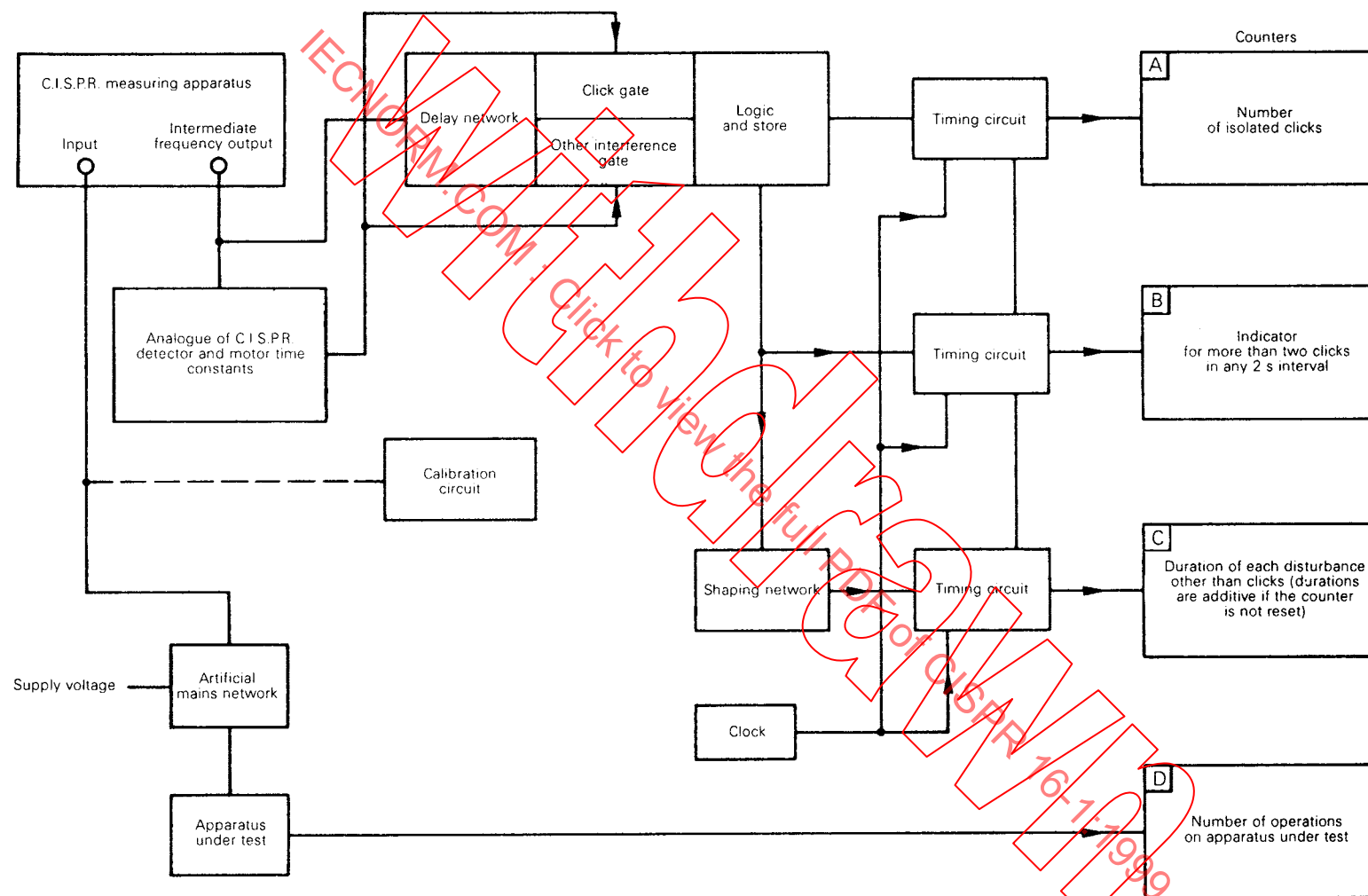
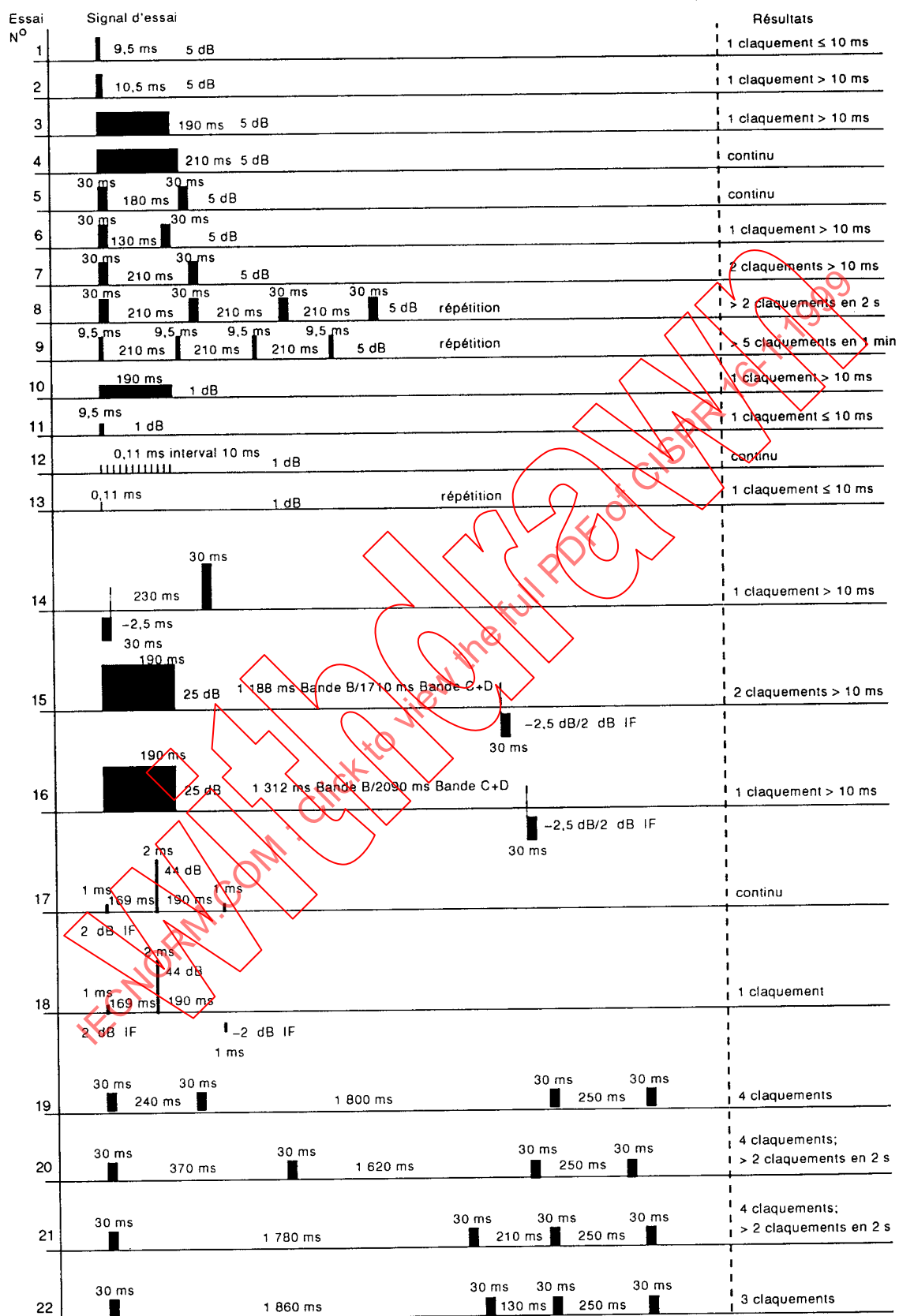


Figure 11 – Exemple d'un analyseur des perturbations (voir 5.4.1)



IEC 1305/99

Figure 11 – Example of a disturbance analyzer (see 5.4.1)



CEI 908/93

Figure 12 – Présentation graphique des formes d'ondes d'une analyse des perturbations, données aux tableaux 13, 14 et 15 (voir 5.4.1)

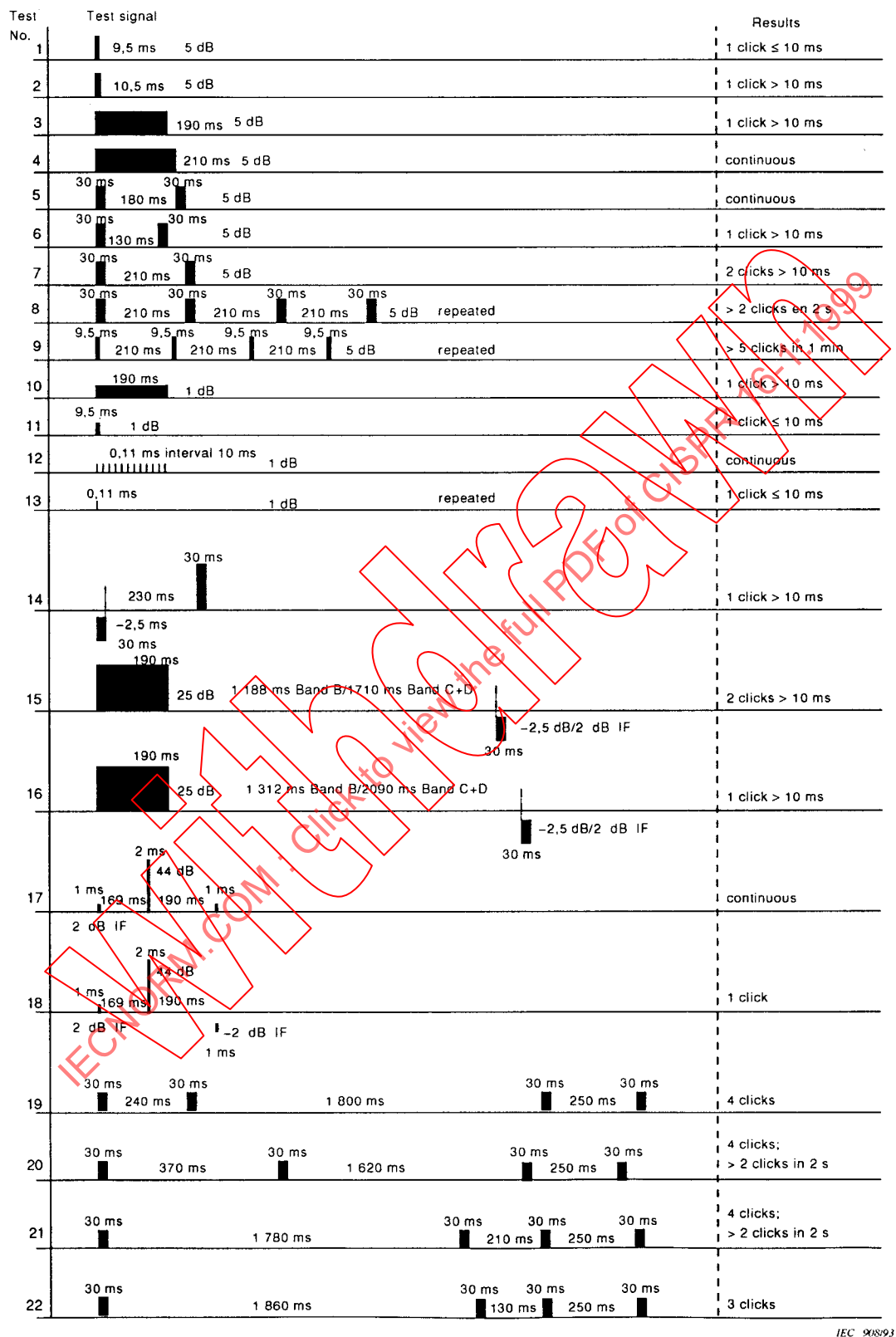


Figure 12 – A graphical presentation of the disturbance analyzer waveforms given in tables 13, 14 and 15 (see 5.4.1)

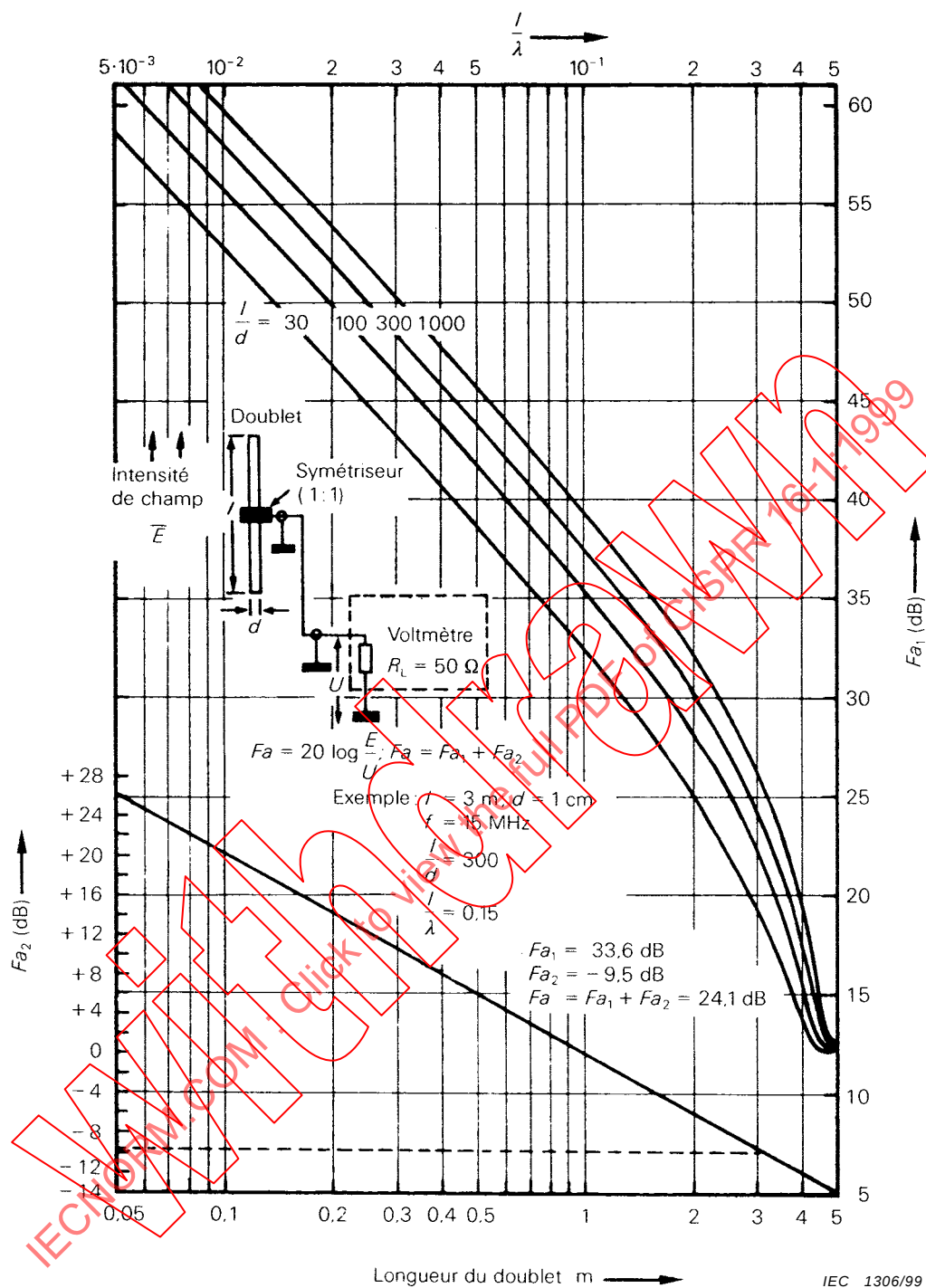
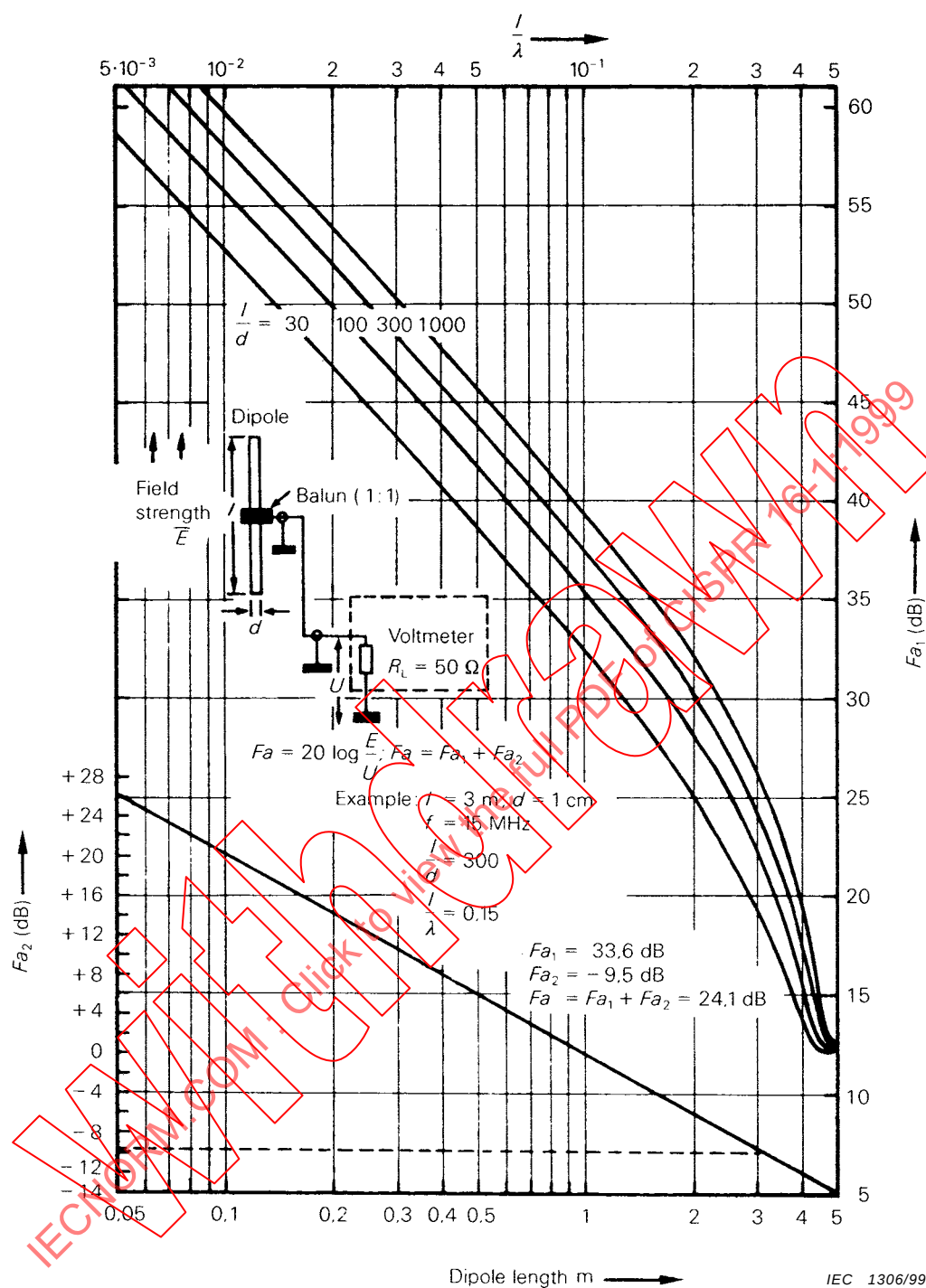


Figure 13 – Facteurs d'antenne des doublets courts pour $R_L = 50 \Omega$ (voir 5.5.4.1.2)

Figure 13 – Short dipole antenna factors for $R_L = 50 \Omega$ (see 5.5.4.1.2)

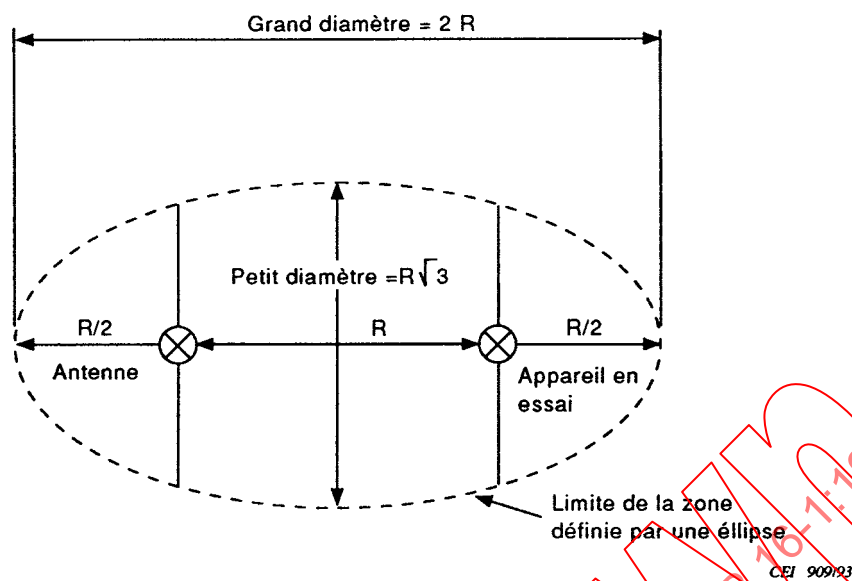


Figure 14 – Zone libre d'obstacles d'un emplacement d'essai équipé d'une table tournante. Les caractéristiques de l'emplacement d'essai sont décrites en détail en 5.6.3

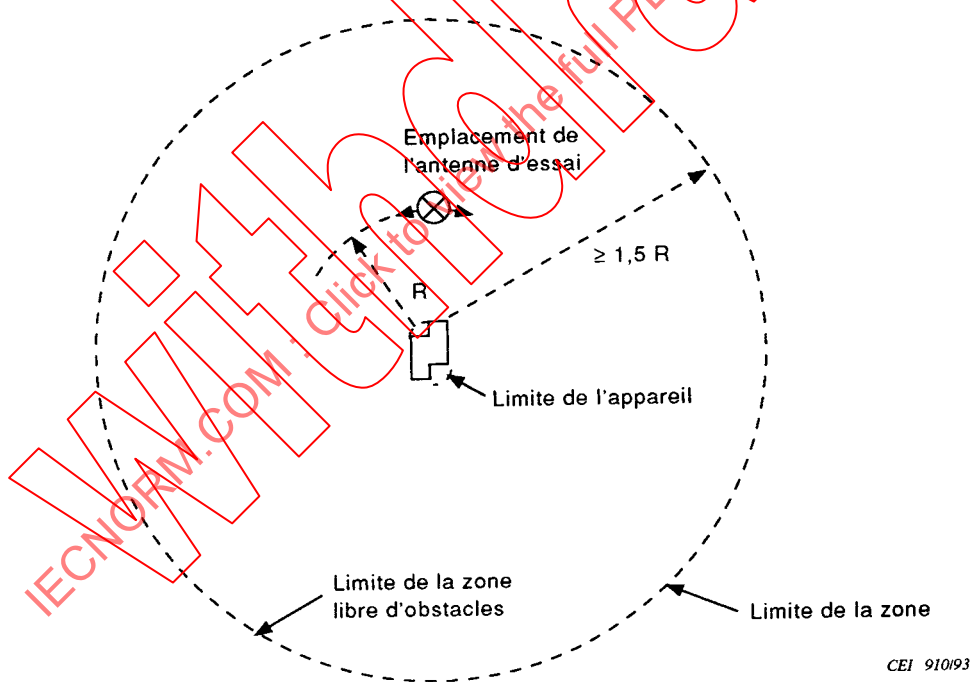


Figure 15 – Zone libre d'obstacles avec appareil en essai fixe. Voir 5.6.3 pour plus de détails

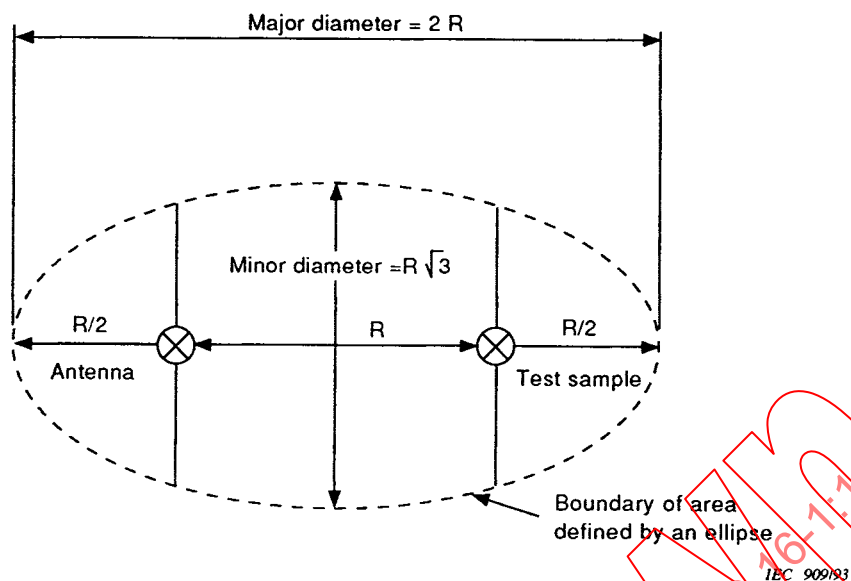


Figure 14 – Obstruction-free area of a test site with a turntable (see 5.6.3)

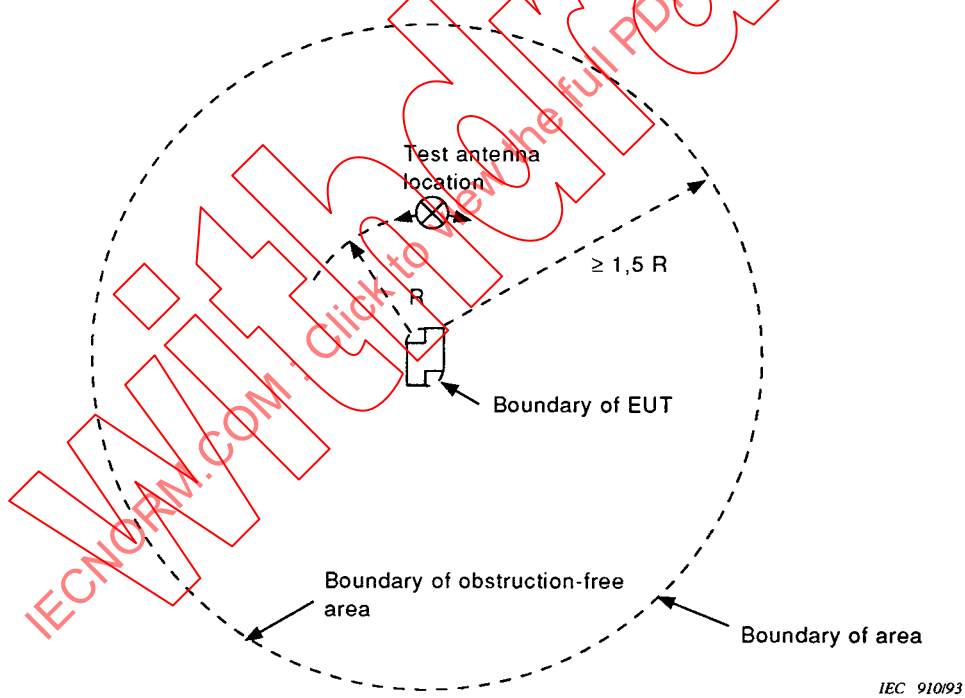


Figure 15 – Obstruction-free area with stationary EUT (see 5.6.3)

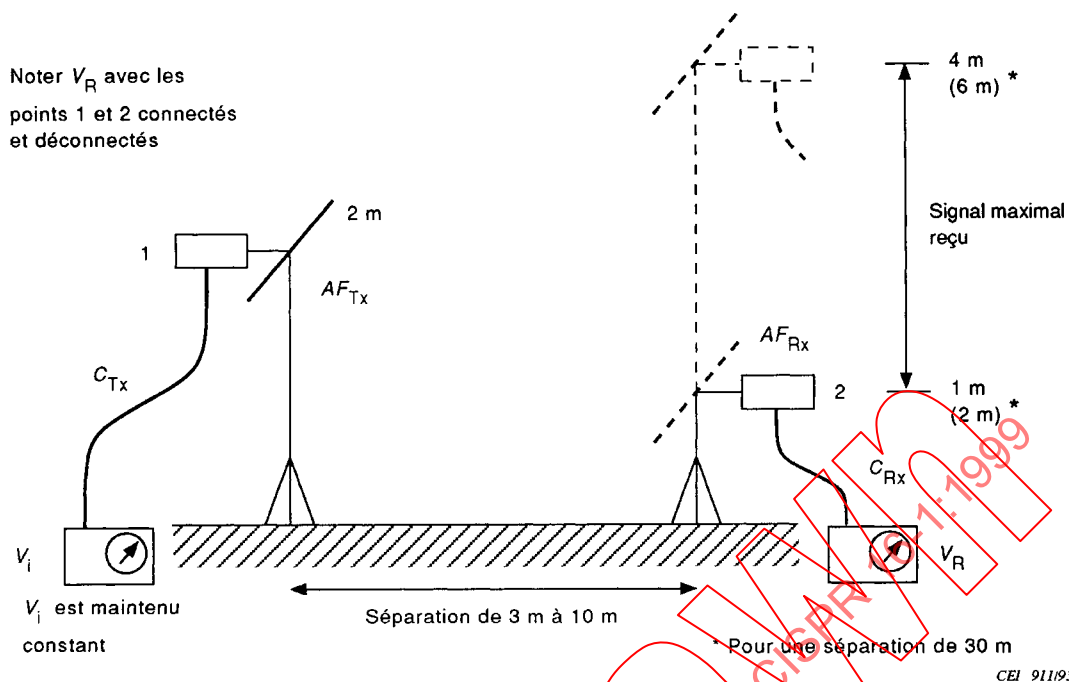


Figure 16 – Configuration des équipements pour la mesure en polarisation horizontale de l'affaiblissement de l'emplacement. Voir 5.6.6 et annexe G pour plus de détails

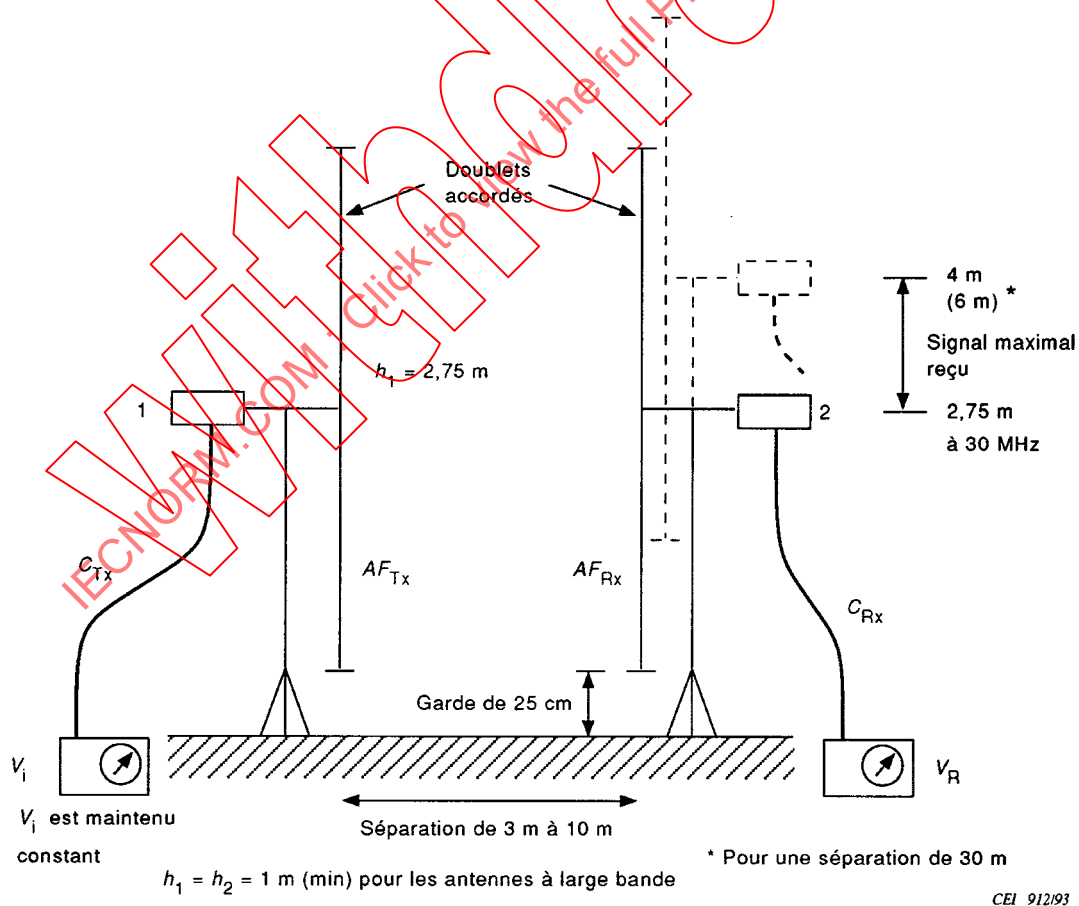


Figure 17 – Configuration des équipements pour la mesure en polarisation verticale de l'affaiblissement de l'emplacement avec des dipôles. Voir 5.6.6 et annexe G pour plus de détails

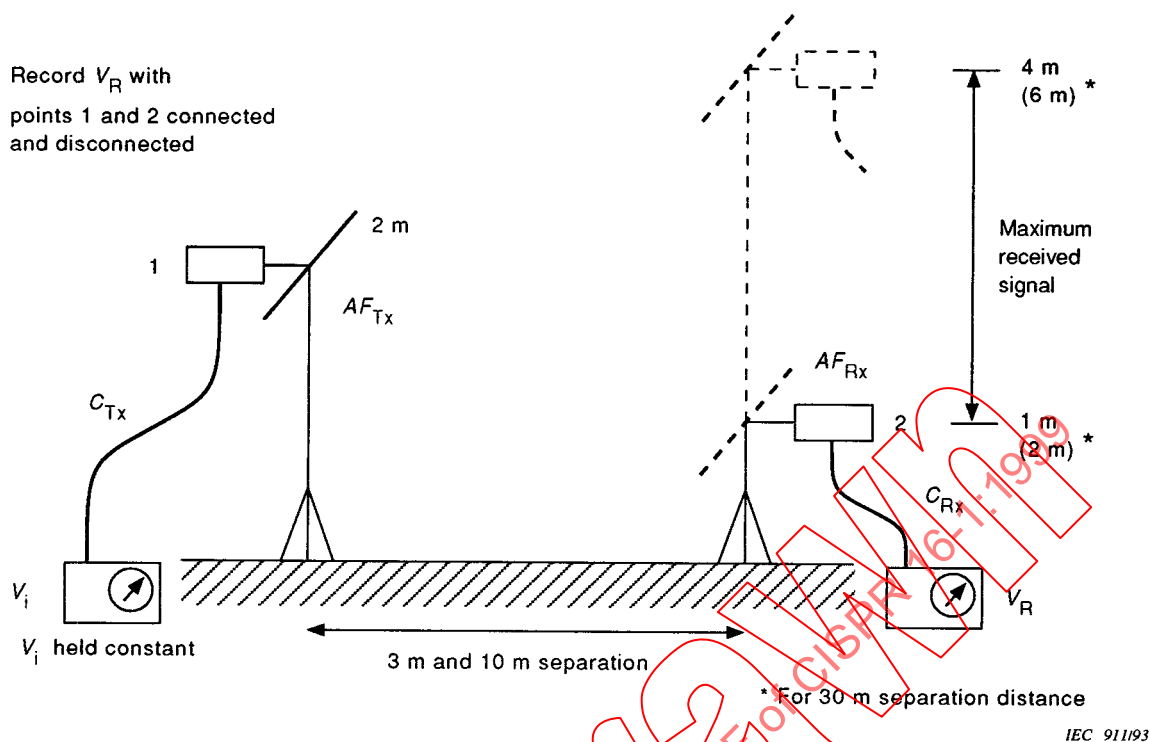


Figure 16 – Configuration of equipment for measuring horizontal polarization of site attenuation (see 5.6.6 and annex G)

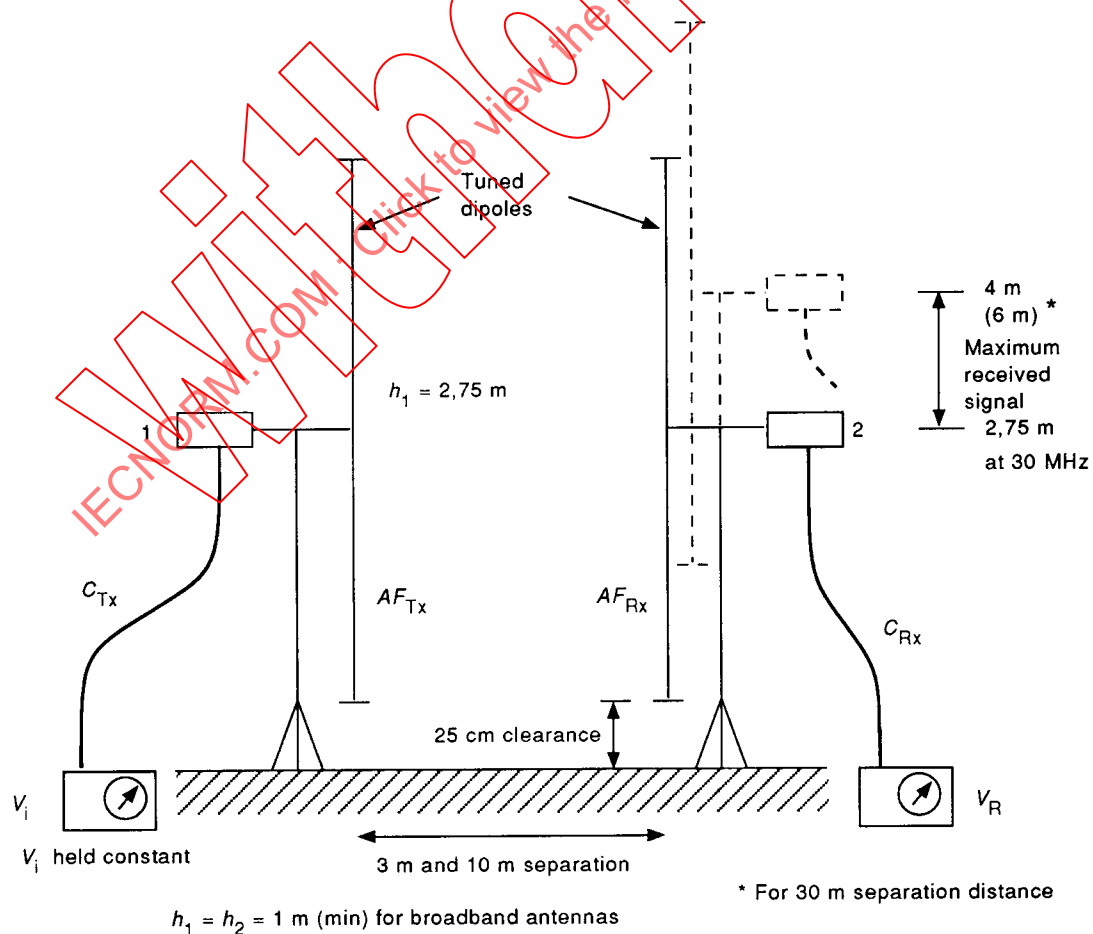


Figure 17 – Configuration of equipment for measuring site attenuation for vertically polarized using tuned dipoles (see 5.6.6 and annex G)

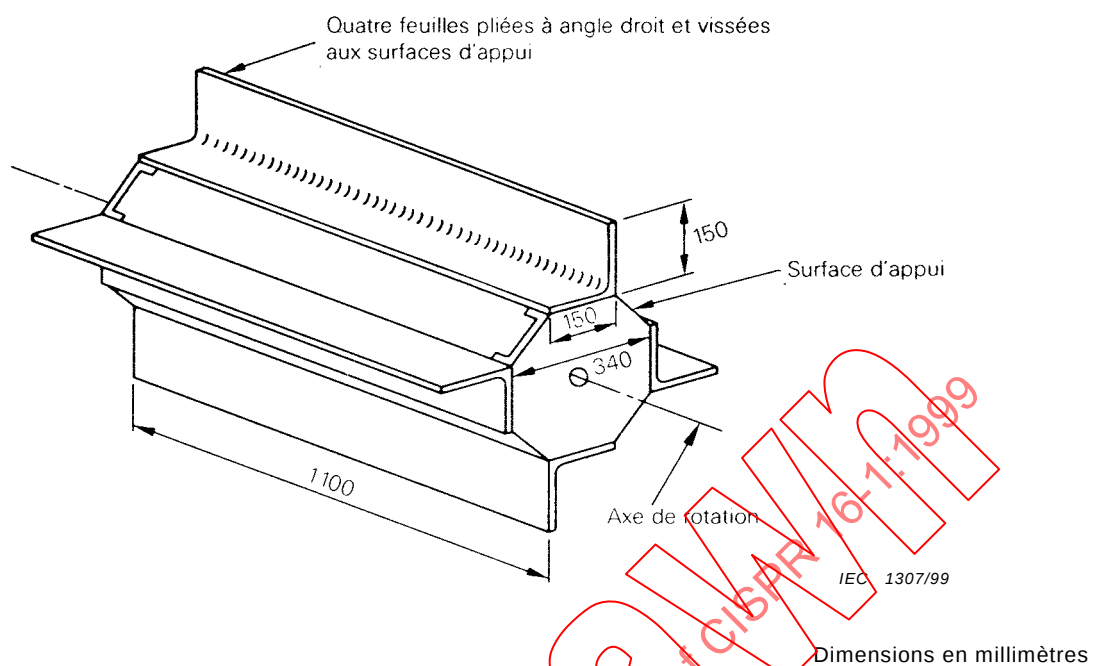
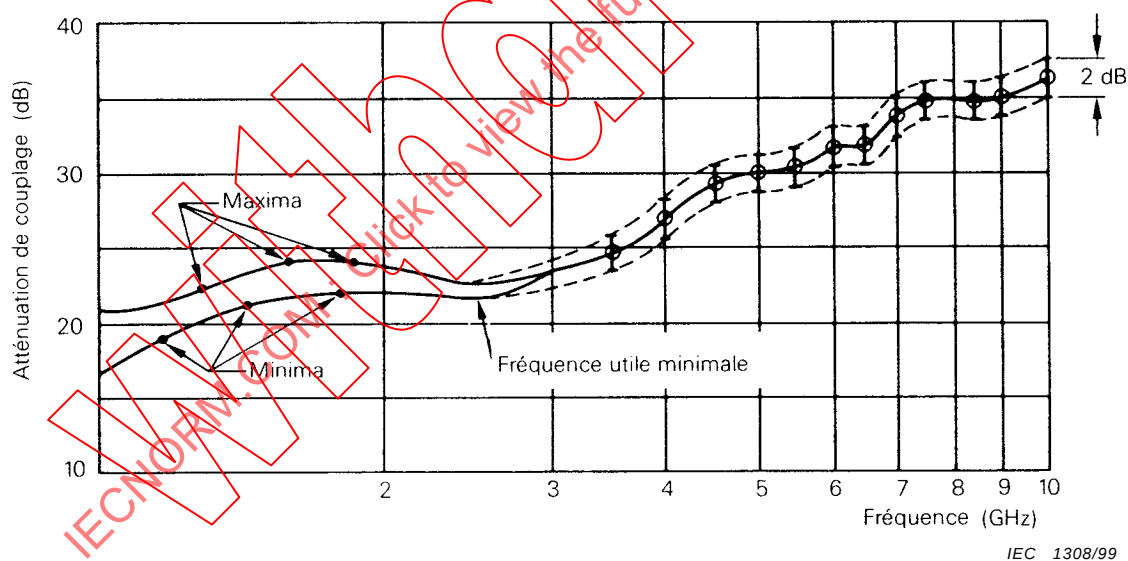


Figure 18 – Exemple d'agitateurs typiques à tubes (voir 5.7.1.3.2)



NOTE Tous les points mesurés doivent normalement se situer dans l'enveloppe de 2 dB marquée en tirets.

Figure 19 – Gamme de l'affaiblissement de couplage en fonction de la fréquence pour une chambre utilisant l'agitateur de la figure 18 (voir 5.7.1.4)

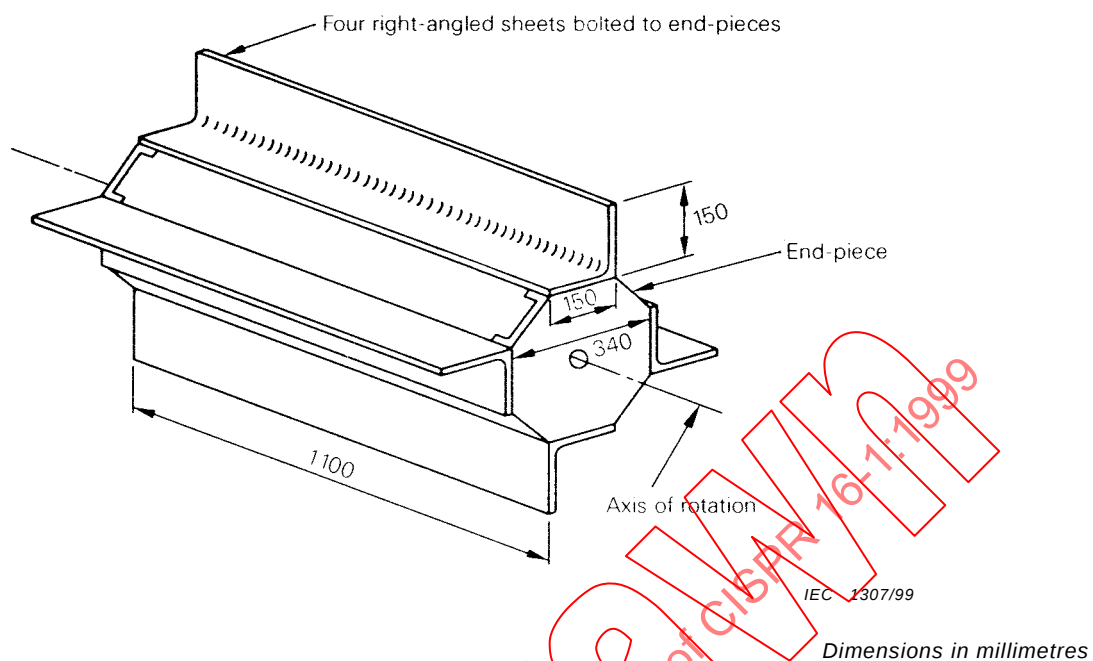
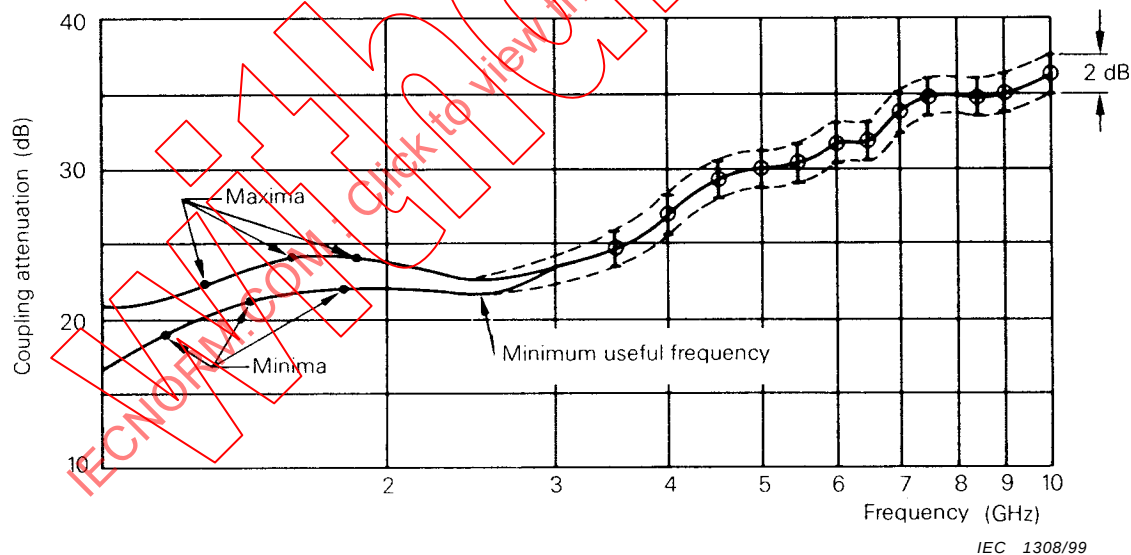
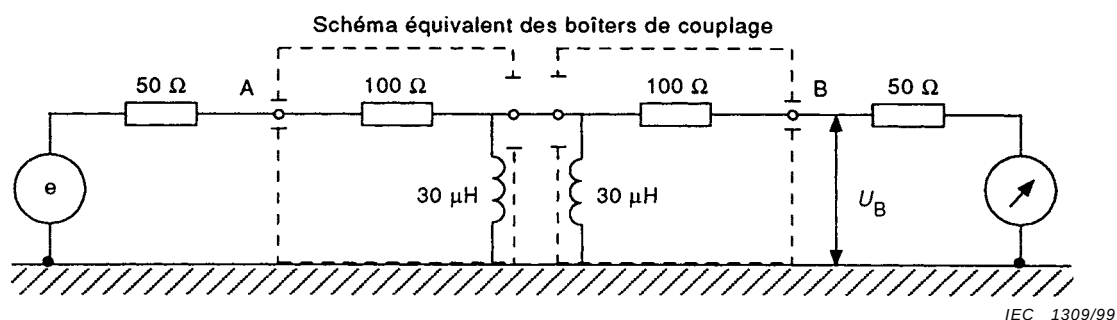


Figure 18 – Example of a typical paddle stirrer (see 5.7.1.3.2)



NOTE All measured points should lie inside the 2 dB envelope marked by dotted line.

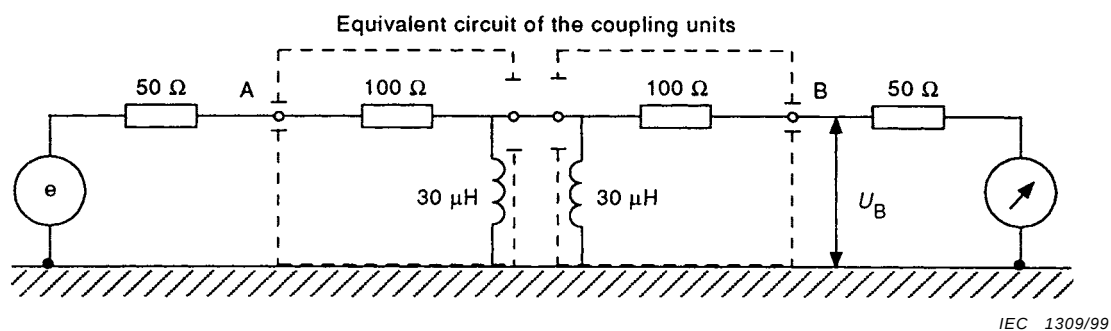
**Figure 19 – Range of coupling attenuation as a function of frequency
for a chamber using the stirrer in figure 18 (see 5.7.1.4)**



Il convient que la perte d'insertion U_G/U_B de deux boîtiers identiques, mesurés selon cette figure, soit comprise entre 9,6 dB et 12,6 dB dans la gamme de fréquences de 30 MHz à 150 MHz. U_G est la valeur lue sur le voltmètre lorsque le générateur et le voltmètre sont directement connectés ensemble.

NOTE Les deux boîtiers doivent être reliés ensemble avec des connexions très courtes (inférieures ou égales à 1 cm).

Figure 20 – Dispositif de mesure pour la vérification de la perte d'insertion des boîtiers de couplage dans la gamme de fréquences de 30 MHz à 150 MHz (voir 5.8.1.2)



IEC 1309/99

The insertion loss U_G/U_B of two identical coupling units measured according to this figure should be within 9,6 dB and 12,6 dB in the frequency range 30 MHz to 150 MHz. U_G is the reading of the receiver when the generator and receiver are directly connected together.

NOTE – The two units shall be connected together with very short wires ($\leq 1\text{ cm}$).

Figure 20 – Measuring set-up to check the insertion loss of the coupling units in the frequency range 30 MHz to 150 MHz (see 5.8.1.2)

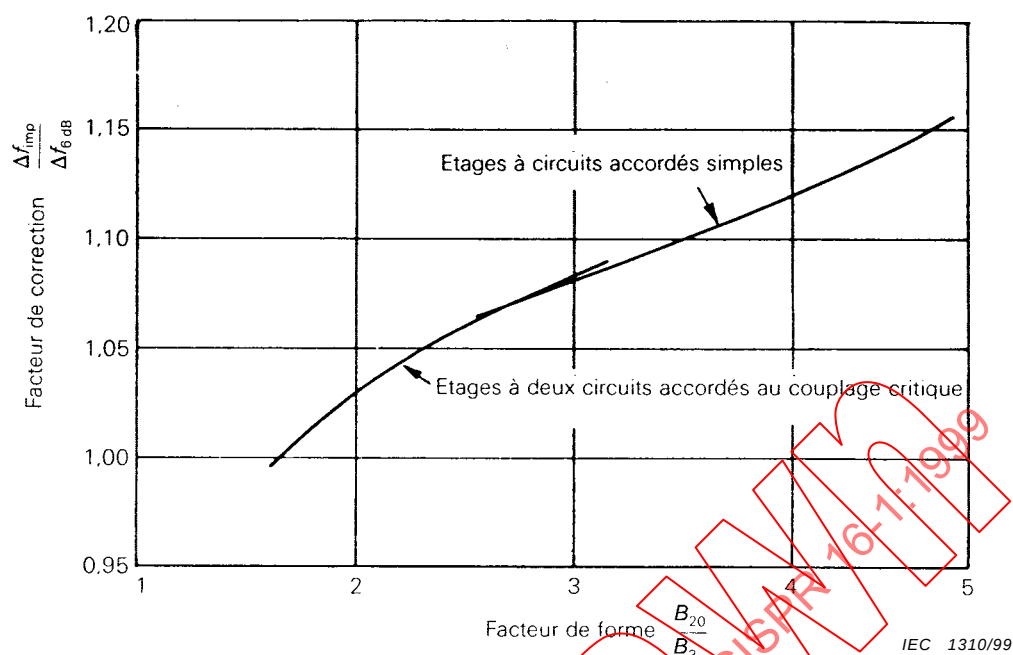


Figure 21 – Facteur de correction d'estimation du rapport B_{imp}/B_6 dans le cas de circuits accordés d'autres types

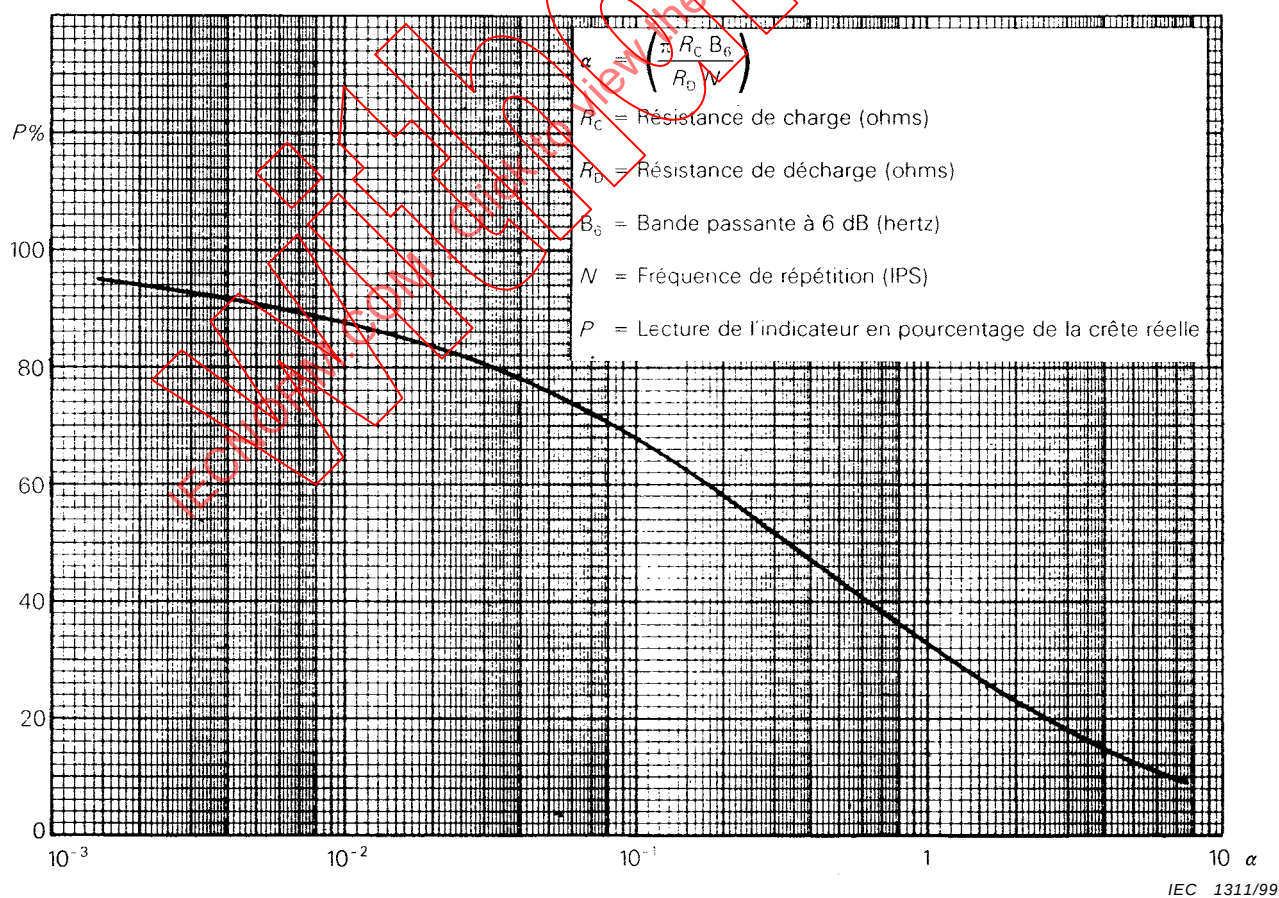


Figure 22 – Courbe de réponse des détecteurs de crête aux impulsions P (article E.4)

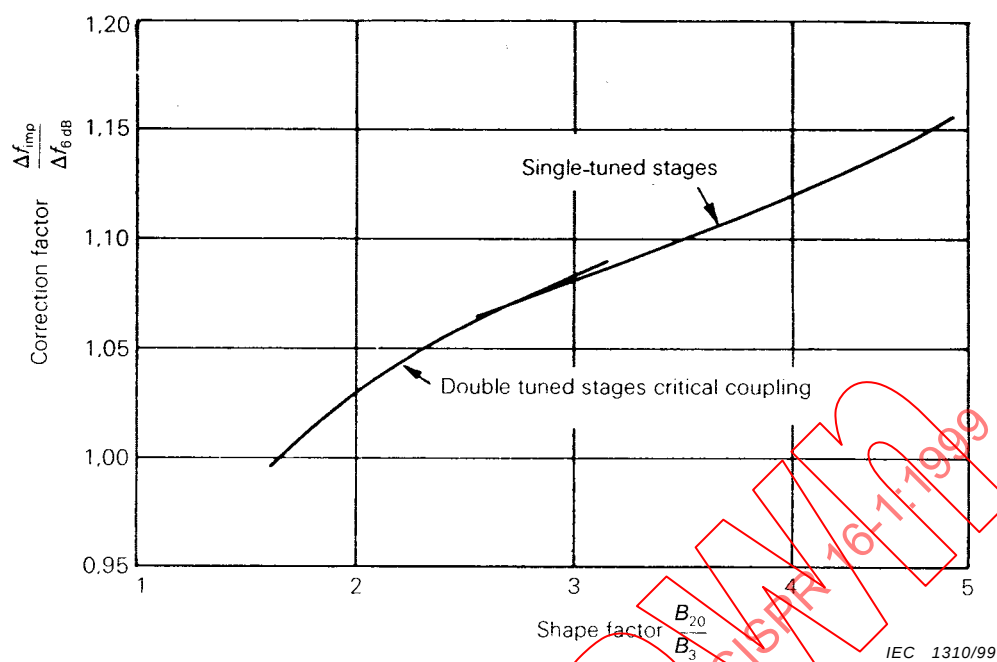


Figure 21 – Correction factor for estimating the ratio B_{imp}/B_6 for other tuned circuits

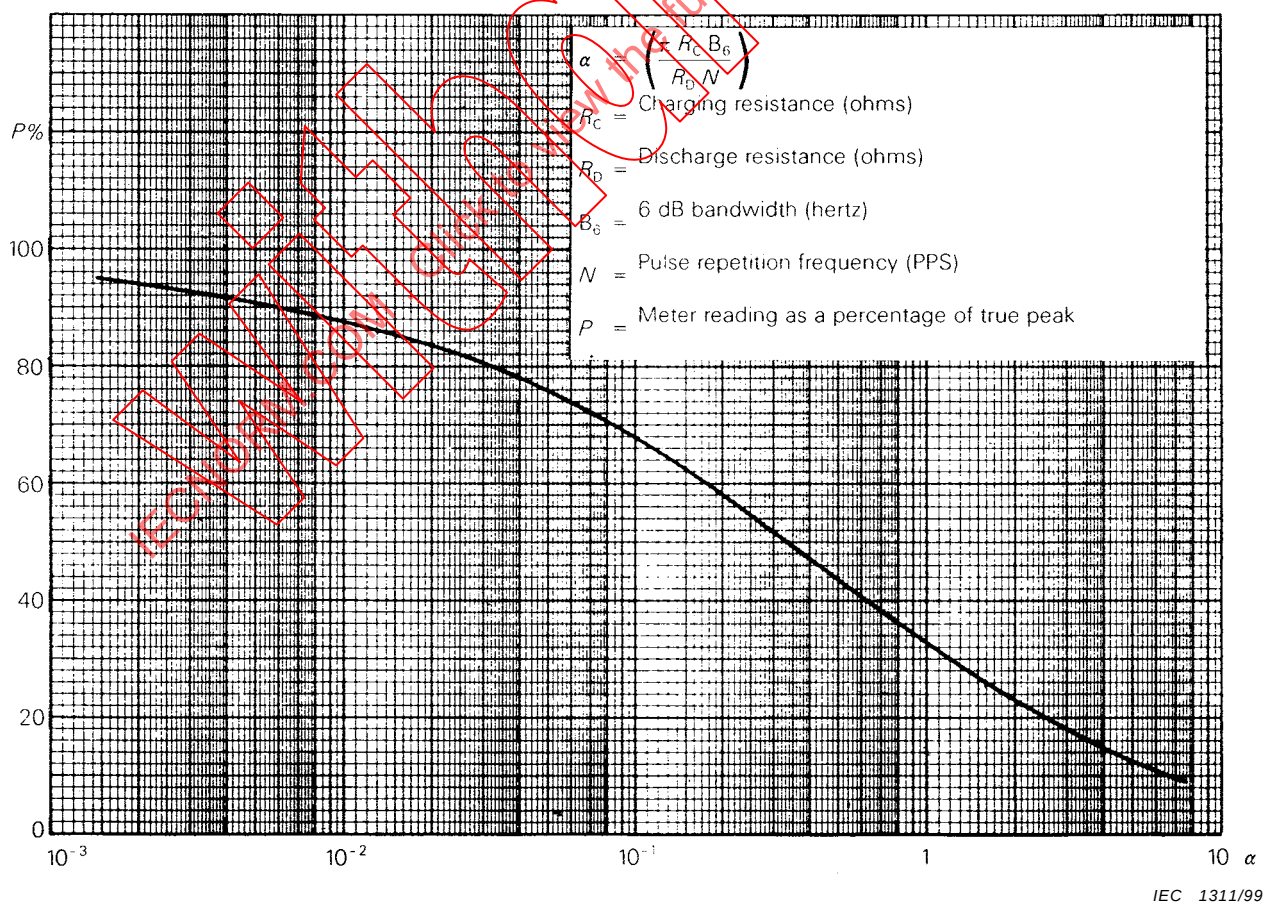


Figure 22 – Pulse rectification coefficient P (see clause E.4)

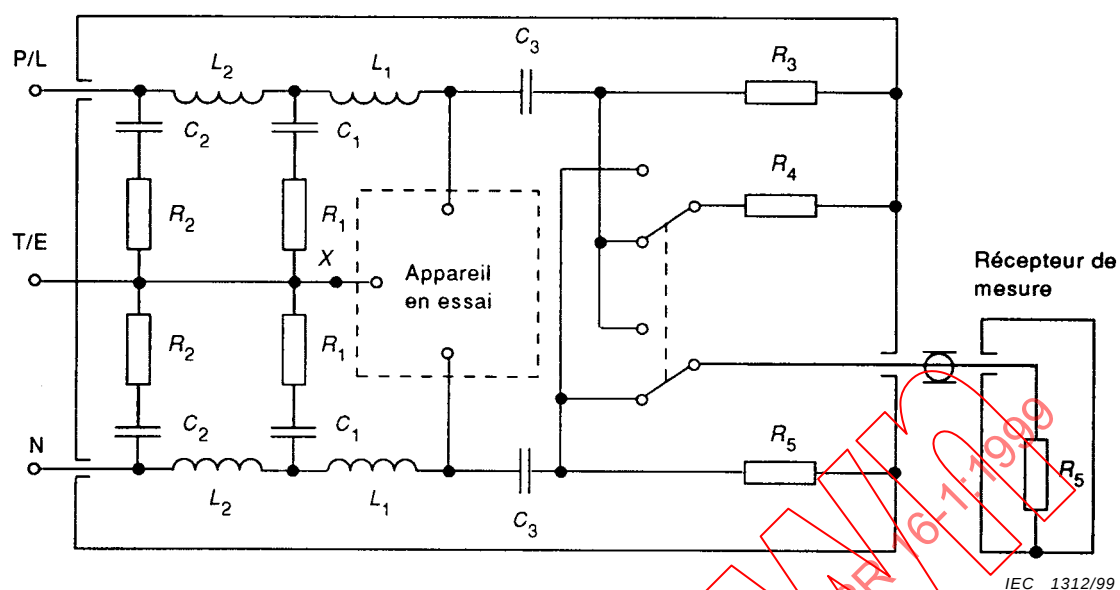


Figure 23 – Exemple de réseau en V 50 Ω /50 μ H + 5 Ω
(voir 5.1.2 et article F.2) (en ce qui concerne X voir 5.1.9)

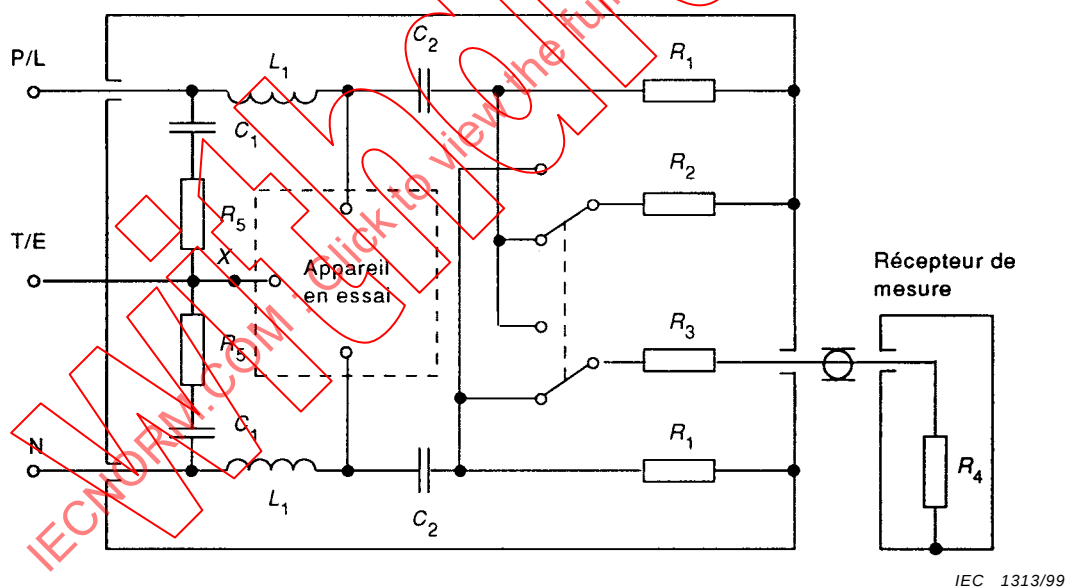


Figure 24 – Exemple de réseau en V 50 Ω /50 μ H, 50 Ω /5 μ H + 1 Ω ou 150 Ω
(voir 5.1.3, 5.1.4, 5.1.5 et articles F.3, F.4 et F.5) (en ce qui concerne X voir 5.1.9)

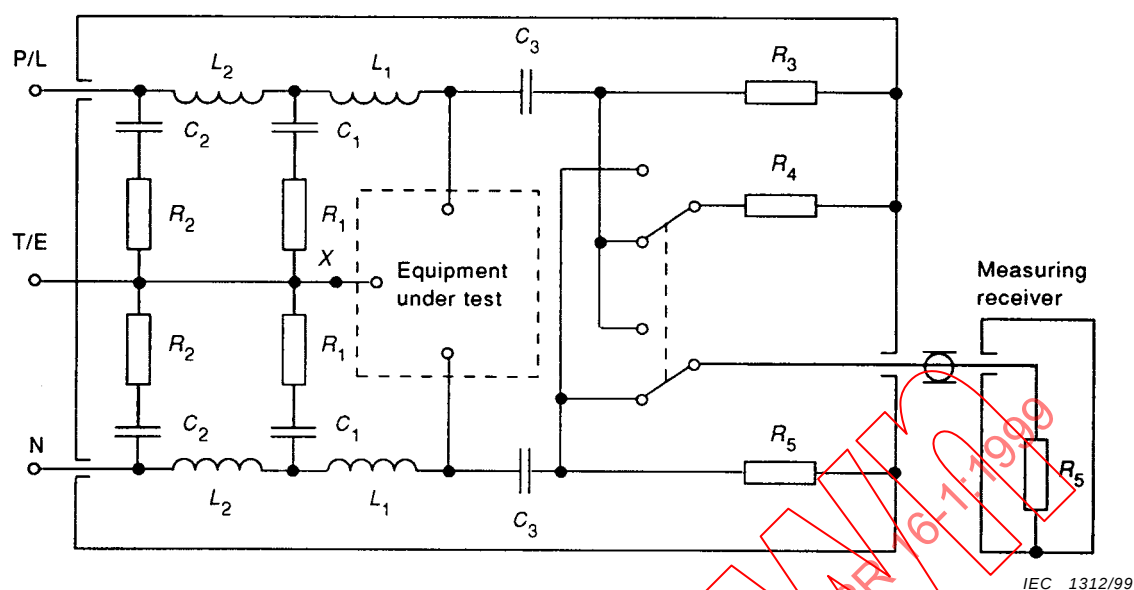


Figure 23 – Example of artificial mains $50\ \Omega/50\ \mu\text{H} + 5\ \Omega$ V-network (see 5.1.2 and clause F.2) (for discussion of X see 5.1.9)

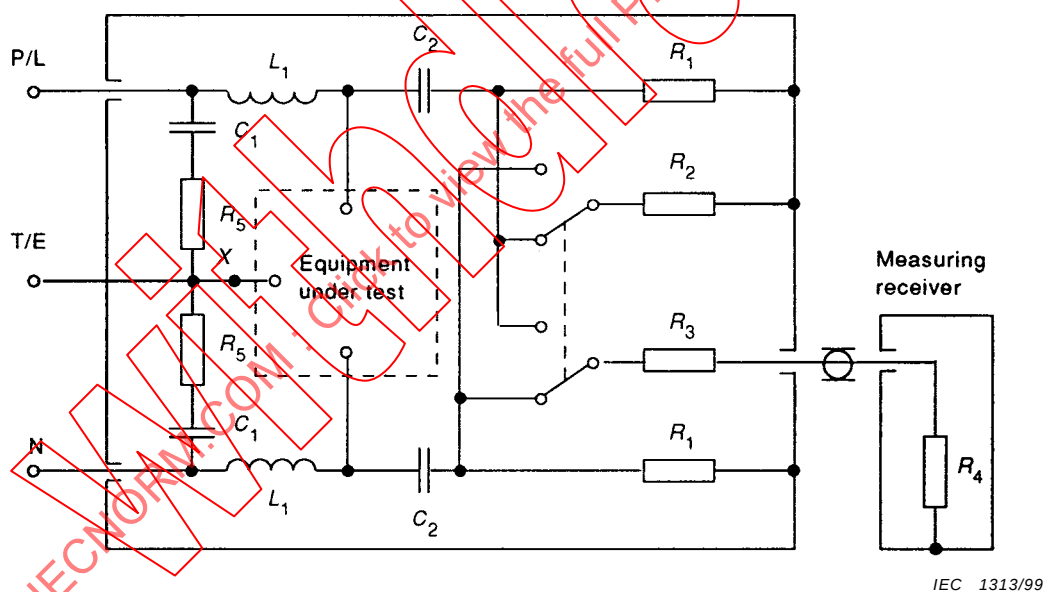
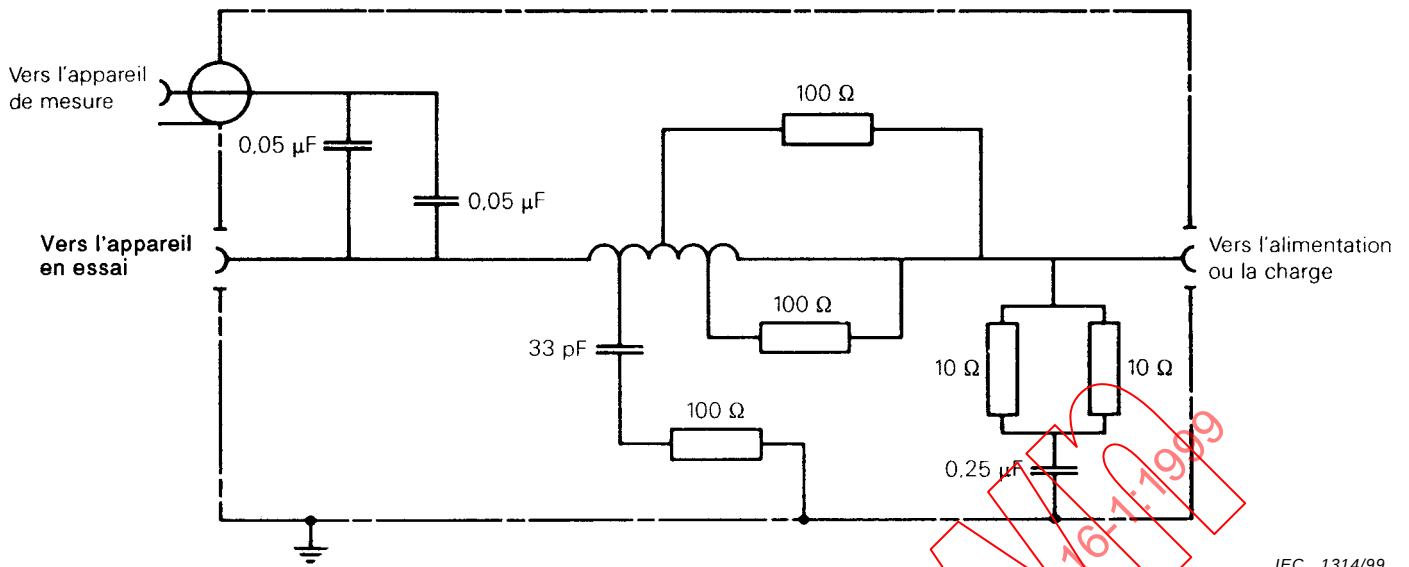


Figure 24 – Example of artificial mains V-networks, $50\ \Omega/50\ \mu\text{H}$, $50\ \Omega/5\ \mu\text{H} + 1\ \Omega$ or $150\ \Omega$ (see 5.1.3, 5.1.4, 5.1.5 and clauses F.3, F.4 and F.5, respectively) (for discussion of X see 5.1.9)

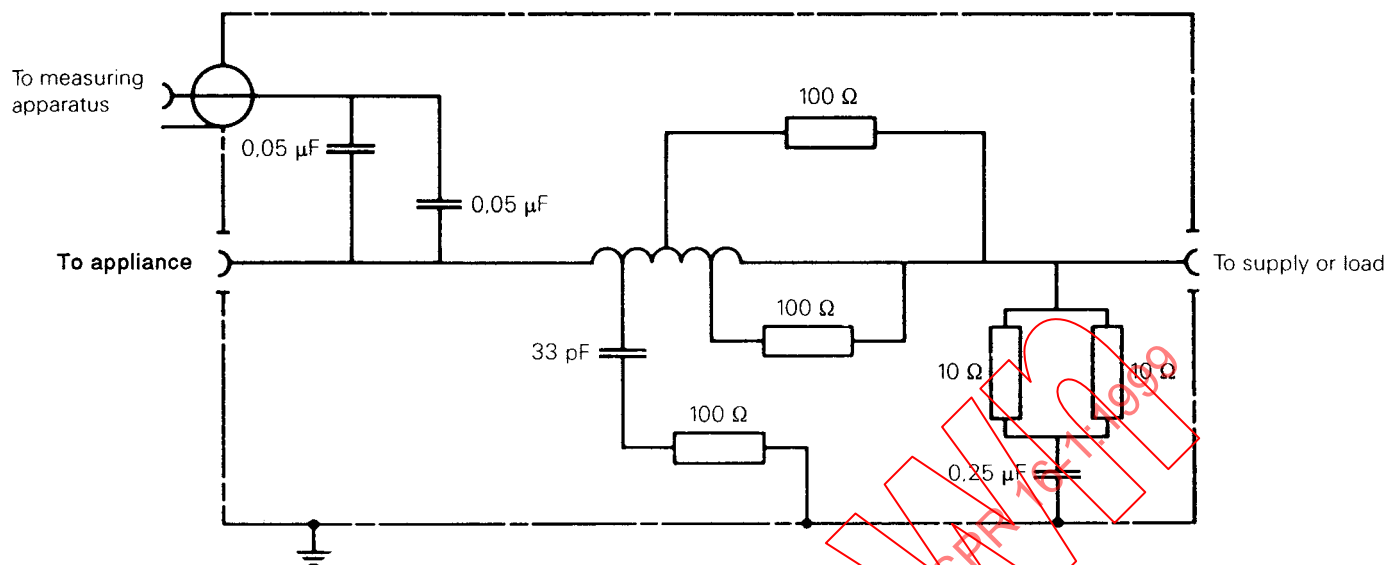


IEC 1314/99

Détails de la bobine:

$5 \mu\text{H}$, 18 tours, $\varnothing 6 \text{ mm}$ enroulés sur un support cylindrique de 50 mm de diamètre; prise à 3, 5, 9 et 13,5 tours.

Figure 25 – Exemple de $50 \Omega/5 \mu\text{H} + 1 \Omega$ réseau fictif pour des appareils utilisant des sources de faible impédance (article F.4)

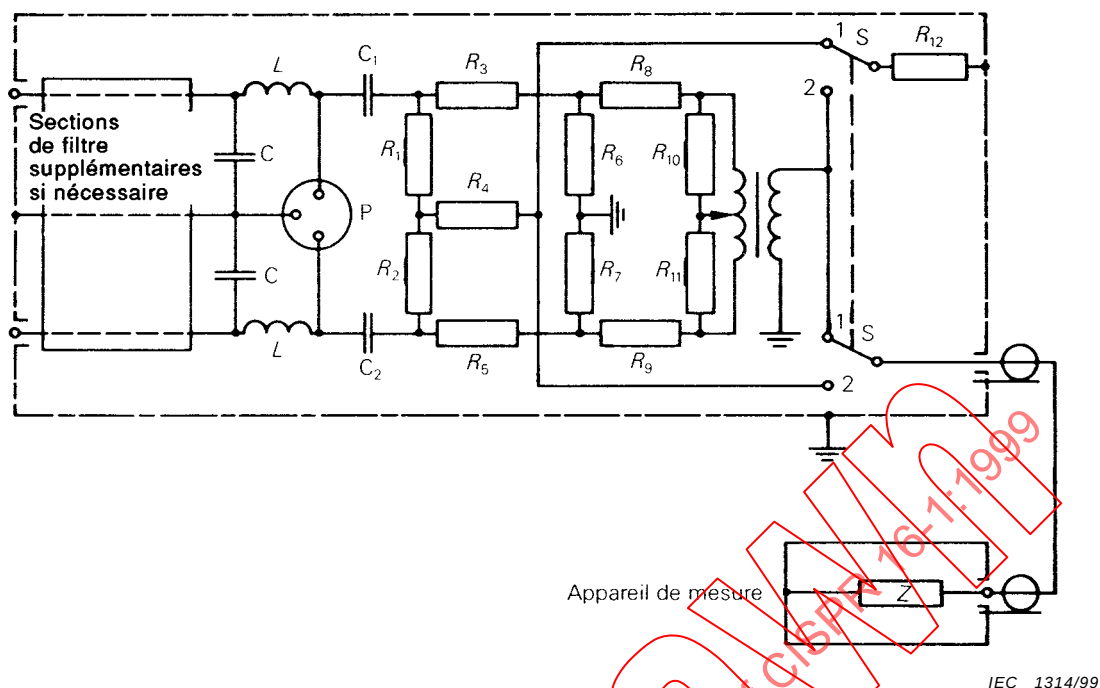


IEC 1314/99

Coil details:

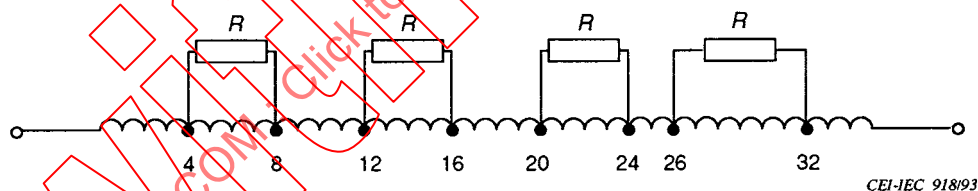
5 μH , 18 turns, $\varnothing$ 6 mm wound on 50 mm diameter former. Tapping points at 3, 5, 9 and 13,5 turns.

Figure 25 – Example of an alternative 50 Ω /5 μH + 1 Ω artificial mains network for devices used with low impedance power sources (see clause F.4)



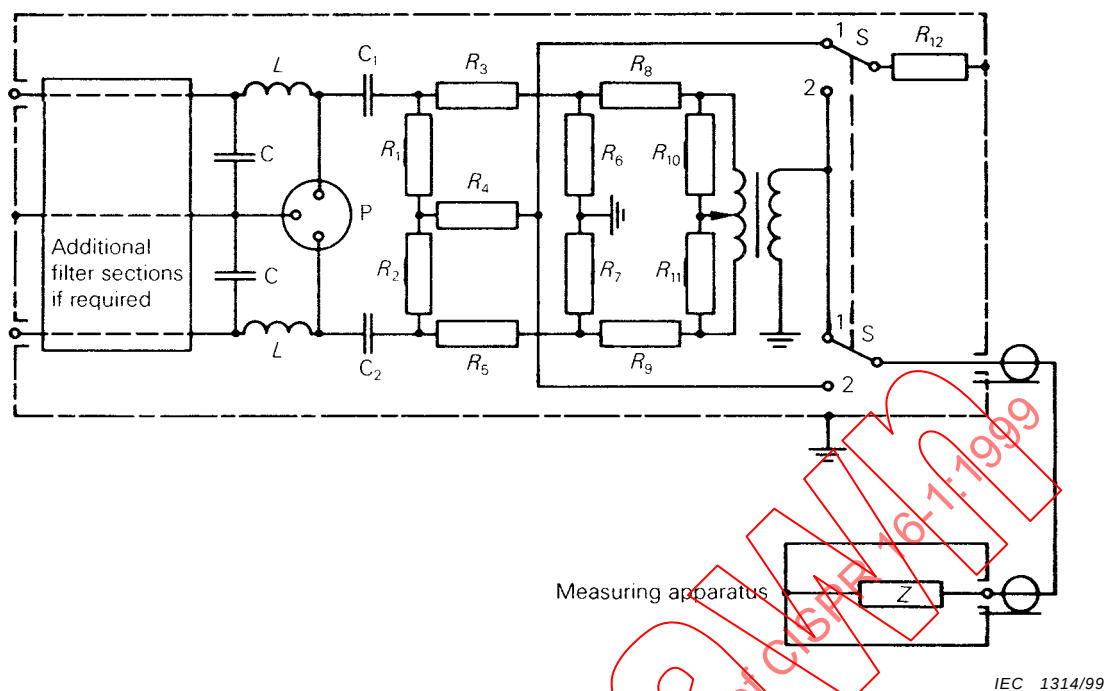
- P est la prise pour l'appareil en essai
 1 pour la composante symétrique
 2 pour la composante asymétrique

Figure 26 – Exemple de réseau fictif (delta) pour appareil de mesure à entrée non symétrique (voir article F.6)



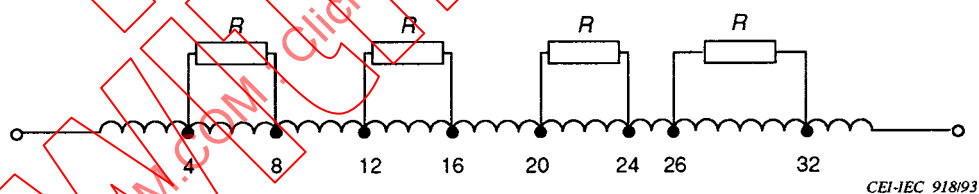
Les résistances R ($430 \Omega \pm 10 \%$) sont connectées à des prises aux spires 4 et 8, 12 et 16, 20 et 24, 26 et 32. L'inductance a une valeur de $50 \mu\text{H} \pm 10 \%$.

Figure 27 – Schéma de l'inductance de $50 \mu\text{H}$ (voir F.7.1)



P is the connection for apparatus under test
 1 for the symmetrical component
 2 for the asymmetrical component

Figure 26 – Example of an artificial mains network (delta) for measuring apparatus with unbalanced input (see clause F.6)



Resistors R ($430 \Omega \pm 10 \%$) are connected to taps at turns 4 and 8, 12 and 16, 20 and 24, 26 and 32. Inductance is $50 \mu\text{H} \pm 10 \%$.

Figure 27 – Schematic of $50 \mu\text{H}$ inductor (see F.7.1)

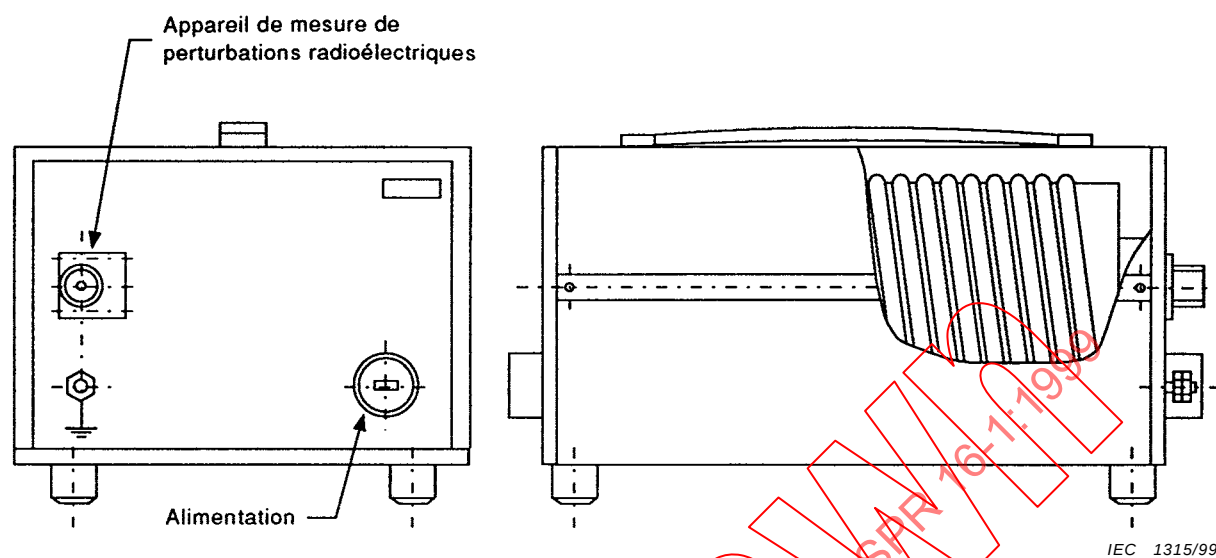


Figure 28 – Vue générale du réseau fictif (voir F.7.2)