

COMMISSION  
ÉLECTROTECHNIQUE  
INTERNATIONALE

CISPR  
16-1

INTERNATIONAL  
ELECTROTECHNICAL  
COMMISSION

Première édition  
First edition  
1993-08

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



Numéro de référence  
Reference number  
CISPR 16-1: 1993

## 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.

Des renseignements relatifs à ce travail de révision, à l'établissement des éditions révisées et aux mises à jour peuvent être obtenus auprès des Comités nationaux de la CEI et en consultant les documents ci-dessous:

- **Bulletin de la CEI**
- **Annuaire de la CEI**
- **Catalogue des publications de la CEI**  
Publié annuellement

## 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 radioélectriques, 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.

## Publications du CISPR

L'attention du lecteur est attirée sur les pages 3 et 4 de la couverture, qui énumèrent les publications du CISPR.

## 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 work of revision, the issue of revised editions and amendments may be obtained from IEC National Committees and from the following IEC sources:

- **IEC Bulletin**
- **IEC Yearbook**
- **Catalogue of IEC publications**  
Published yearly

## 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.

## CISPR publications

The attention of readers is drawn to pages 3 and 4 of the cover, which list CISPR publications.

COMMISSION  
ÉLECTROTECHNIQUE  
INTERNATIONALE

CISPR  
16-1

Première édition  
First edition  
1993-08

INTERNATIONAL  
ELECTROTECHNICAL  
COMMISSION

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

© CEI 1993 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 pro-  
cédé, 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.

Bureau Central de la Commission Electrotechnique Internationale 3, rue de Varembe Genève, Suisse



Commission Electrotechnique Internationale  
International Electrotechnical Commission  
Международная Электротехническая Комиссия

CODE PRIX  
PRICE CODE XE

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

SOMMAIRE

	Pages
AVANT-PROPOS .....	6
Articles	
1 Généralités .....	8
1.1 Domaine d'application .....	8
1.2 Références normatives .....	8
1.3 Définitions .....	10
<b>SECTION 1: APPAREILS DE MESURE</b>	
2 Récepteurs de mesure de quasi-crête pour la gamme de fréquences de 9 kHz à 1000 MHz .....	14
3 Récepteurs de mesure de crête pour la gamme de fréquences de 9 kHz à 1 000 MHz .....	26
4 Récepteurs de mesure de valeur moyenne pour la gamme de fréquences de 9 kHz à 1 000 MHz .....	32
5 Récepteurs de mesure quadratique (mesure de valeur efficace) pour la gamme de fréquences de 9 kHz à 1 000 MHz .....	36
6 Analyseurs de spectre et récepteurs à balayage .....	40
7 Voltmètre basse fréquence .....	42
8 Réserve .....	48
9 Réserve .....	48
10 Réserve .....	48
<b>SECTION 2: MATÉRIELS AUXILIAIRES</b>	
11 Réseaux fictifs .....	48
12 Sondes de courant et de tension .....	52
13 Pince absorbante utilisable dans la gamme de fréquences de 30 MHz à 1 000 MHz .....	58
14 Analyseurs de perturbations .....	60
15 Antennes pour la mesure des perturbations radioélectriques rayonnées .....	66
16 Emplacements d'essai pour les mesures du champ perturbateur dans la gamme de fréquences de 30 MHz à 1 000 MHz .....	72

CONTENTS

	Page
FOREWORD .....	7
Clause	
1 General .....	9
1.1 Scope .....	9
1.2 Normative references .....	9
1.3 Definitions .....	11
SECTION 1: MEASURING APPARATUS	
2 Quasi-peak measuring receivers for the frequency range 9 kHz to 1 000 MHz .....	15
3 Peak measuring receivers for the frequency range 9 kHz to 1 000 MHz .....	27
4 Average measuring receivers for the frequency range 9 kHz to 1 000 MHz .....	33
5 RMS measuring receivers for the frequency range 9 kHz to 1 000 MHz .....	37
6 Spectrum analyzers and scanning receivers .....	41
7 Audio-frequency voltmeter .....	43
8 Reserved .....	49
9 Reserved .....	49
10 Reserved .....	49
SECTION 2: ANCILLARY APPARATUS	
11 Artificial mains networks .....	49
12 Current and voltage probes .....	53
13 Absorbing clamp for use in the frequency range 30 MHz to 1 000 MHz .....	59
14 Disturbance analyzers .....	61
15 Antennas for measurement of radiated radio disturbance .....	67
16 Test sites for measurement of radio disturbance field strength for the frequency range of 30 MHz to 1 000 MHz .....	73

Articles	Pages
17	Chambre réverbérante pour la mesure de la puissance totale rayonnée ..... 84
18	Boîtiers de couplage pour la mesure de l'immunité aux courants conduits ..... 88
19	Cellules TEM pour les mesures d'immunité aux perturbations rayonnées (à l'étude) ..... 88
20	Réseaux de mesure pour lignes de télécommunications (à l'étude) ..... 88
 Annexes	
A	Détermination de la réponse aux impulsions répétées des récepteurs de mesure de quasi-crête et quadratiques ..... 90
B	Détermination du spectre d'un générateur d'impulsions ..... 100
C	Mesures précises à la sortie des générateurs d'impulsions de l'ordre de la nanoseconde . 104
D	Influence des caractéristiques du récepteur de mesure de quasi-crête sur sa réponse aux impulsions ..... 110
E	Réponse des récepteurs de mesure de valeur moyenne et de crête ..... 112
F	Réseaux fictifs ..... 118
G	Procédure de validation de l'emplacement d'essai en espace libre pour la gamme de fréquences de 30 MHz à 1 000 MHz ..... 128
H	Étalonnage de la pince absorbante ..... 142
J	Construction, gamme de fréquences et étalonnage des sondes de courant ..... 146
K	Construction de la pince absorbante ..... 156
L	Détails de construction des emplacements d'essai en espace libre dans la gamme de fréquence 30 MHz à 1 000 MHz ..... 158
M	Base pour le critère de 4 dB pour l'acceptabilité de l'emplacement ..... 164
N	Construction des boîtiers de couplage pour injection de courant dans la gamme de fréquences de 0,15 MHz à 30 MHz ..... 168
P	Principe de fonctionnement et exemple de boîtiers de couplage pour les mesures d'immunité aux courants conduits ..... 172
 Figures 1 à 50 ..... 176	

Clause	Page
17 Reverberating chamber for total radiated power measurement .....	85
18 Coupling units for conducted current immunity measurement .....	89
19 TEM cells for immunity to radiated disturbance measurement (under consideration) .....	89
20 Measuring networks for telecommunication lines (under consideration) .....	89
 Annexes	
A Determination of response to repeated pulses of quasi-peak and r.m.s. receivers .....	91
B Determination of pulse generator spectrum .....	101
C Accurate measurements of the output of nanosecond pulse generators .....	105
D Influence of the quasi-peak measuring receiver characteristics upon its pulse response ....	111
E Response of average and peak measuring receivers .....	113
F Artificial mains networks .....	119
G Validation procedure of the open area test site for the frequency range of 30 MHz to 1 000 MHz .....	129
H Calibration of the absorbing clamp .....	143
J Construction, frequency range, and calibration of current probes .....	147
K Construction of the absorbing clamp .....	157
L Construction details for open area test sites in the frequency range of 30 MHz to 1 000 MHz .....	159
M Basis for 4 dB site acceptability criterion .....	165
N Construction of the coupling units for current injection for the frequency range 0,15 MHz to 30 MHz .....	169
P Principle of operation and examples of coupling units for conducted current immunity measurements .....	173
 Figures 1 to 50 .....	 176

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 de la CEI en ce qui concerne les questions techniques, préparés par des Comités d'Etudes 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, la CEI exprime le vœu que tous les Comités nationaux adoptent dans leurs règles nationales le texte de la recommandation du CISPR, dans la mesure où les conditions nationales le permettent. Toute divergence entre la recommandation du CISPR et la règle nationale correspondante doit, dans la mesure du possible, être indiquée en termes clairs dans cette dernière.

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

Cette norme remplace la deuxième édition du CISPR 16, publiée en 1987.

Le texte de cette norme est issu des documents suivants:

DIS	Rapports de vote
CISPR/A(BC)33	CISPR/A(BC)39
CISPR/A(BC)34A	CISPR/A(BC)40
CISPR/A(BC)42	CISPR/A(BC)52
CISPR/A(BC)43	CISPR/A(BC)53
CISPR/A(BC)44	CISPR/A(BC)54
CISPR/A(BC)45	CISPR/A(BC)55
CISPR/A(BC)47	CISPR/A(BC)56
CISPR/A(BC)48	CISPR/A(BC)50

Les rapports de vote indiqués dans le tableau ci-dessus donnent toute information sur le vote ayant abouti à l'approbation de cette norme.

Les annexes A, B, C, D, E, F, G et H font partie intégrante de cette norme.

Les annexes J, K, L, M, N et P 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 IEC on technical matters, prepared by Sub-Committees 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 of opinion 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 recommendation for their national rules in so far as national conditions will permit. Any divergence between the CISPR recommendation and the corresponding national rules should, as far as possible, be clearly indicated in the latter.

This standard has been prepared by CISPR sub-committee A: Radio interference measurements and statistical methods.

This standard replaces the second edition of CISPR 16 published in 1987.

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

DIS	Reports on Voting
CISPR/A(CO)33	CISPR/A(CO)39
CISPR/A(CO)34A	CISPR/A(CO)40
CISPR/A(CO)42	CISPR/A(CO)52
CISPR/A(CO)43	CISPR/A(CO)53
CISPR/A(CO)44	CISPR/A(CO)54
CISPR/A(CO)45	CISPR/A(CO)55
CISPR/A(CO)47	CISPR/A(CO)56
CISPR/A(CO)48	CISPR/A(CO)50

Full information on the voting for the approval of this standard can be found in the Voting Reports indicated in the above table.

Annexes A, B, C, D, E, F, G and H form an integral part of this standard.

Annexes J, K, L, M, N and P are for information only.

# 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 Généralités

#### 1.1 *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.

#### 1.2 *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. Au moment de la publication, les éditions indiquées étaient en vigueur. Tout document normatif est sujet à révision et les parties prenantes 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. Les membres de la CEI et de l'ISO possèdent le registre des Normes internationales en vigueur.

CISPR 16-2: *Spécifications des méthodes et des appareils de mesure des perturbations radioélectriques et de l'immunité aux perturbations radioélectriques. Partie 2 (à l'étude)*

# SPECIFICATION FOR RADIO DISTURBANCE AND IMMUNITY MEASURING APPARATUS AND METHODS

## Part 1: Radio disturbance and immunity measuring apparatus

### 1 General

#### 1.1 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.

#### 1.2 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: *Specification for radio disturbance and Immunity measuring apparatus and methods. Part 2: Methods of disturbance and immunity measurements* (to be published)

CISPR 16-3: *Spécifications des méthodes et des appareils de mesure des perturbations radioélectriques et de l'immunité aux perturbations radioélectriques. Partie 3 (à l'étude)*

CEI 50(161): 1990, *Vocabulaire Electrotechnique International (VEI), Chapitre 161: Compatibilité électromagnétique*

CEI 315-3: 1989, *Méthodes de mesure applicables aux récepteurs radioélectriques pour diverses classes d'émission. Troisième partie: Récepteurs pour émissions de radio-diffusion à modulation d'amplitude*

CEI 315-4: 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 radio-diffusion sonore*

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

### 1.3 Définitions

Pour les besoins de la présente partie du CISPR 16, les définitions suivantes sont applicables. Voir également les définitions de la CEI 50(161).

#### 1.3.1 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.

#### 1.3.2 Bande passante en impulsion ( $B_{imp}$ )

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

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;

$G_o$  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 de l'annexe A pour plus de renseignements).

#### 1.3.3 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.

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

IEC 50(161): 1990, *International Electrotechnical Vocabulary (IEV), Chapter 161: Electro-magnetic compatibility*

IEC 315-3: 1989, *Methods of measurement on radio receivers for various classes of emissions, part 3: Receivers for amplitude – modulated sound-broadcasting emissions*

IEC 315-4: 1989, *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)*

### 1.3 Definitions

For the purpose of this part of CISPR 16, the following definitions apply. Also see IEC 50(161).

#### 1.3.1 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.

#### 1.3.2 Impulse bandwidth ( $B_{imp}$ )

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

where

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

$G_o$  is the gain of the circuit at the centre frequency.

Specifically for two critically-coupled tuned transformers,

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

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).

#### 1.3.3 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  $\mu\text{V}/\text{MHz}$  or  $\text{dB}(\mu\text{V}/\text{MHz})$ . For rectangular impulses of pulse duration  $T$  at frequencies  $f \ll 1/T$ , the relationship  $D (\mu\text{V}/\text{MHz}) = 2 \times 10^6 IS (\mu\text{Vs})$  applies.

### 1.3.4 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.

### 1.3.5 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.

### 1.3.6 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.

#### NOTES

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

$\alpha$  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.

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  $\alpha T = 0,35 \alpha_{\max}$ .

### 1.3.4 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.

### 1.3.5 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.

### 1.3.6 Mechanical time constant ( $T_M$ ) of a critically damped indicating instruments

$$T_M = T_L / 2\pi$$

where

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

#### NOTES

- 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

$\alpha$  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.

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

a) The period of free oscillation having been adjusted to  $2\pi T_M$ , damping is added so that  $\alpha T = 0,35\alpha_{\max}$ .

b) 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  $\alpha T = 0,35\alpha_{\max}$ .

### 1.3.7 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).

### 1.3.8 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 ( $V_a - V_b$ ).

### 1.3.9 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,  $(V_a + V_b)/2$ .

### 1.3.10 Tension non symétrique

Amplitude de la tension vectorielle,  $V_a$  ou  $V_b$  définie dans les paragraphes 1.3.8 et 1.3.9. C'est la tension mesurée en utilisant un réseau fictif en V.

### 1.3.11 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.

## SECTION 1: APPAREILS DE MESURE

## 2 Récepteurs de mesure de quasi-crête pour la gamme de fréquences de 9 kHz à 1000 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).

### 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  $\Omega$  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.

### 1.3.7 *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).

### 1.3.8 *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 ( $V_a - V_b$ ).

### 1.3.9 *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.,  $(V_a + V_b)/2$ .

### 1.3.10 *Unsymmetric voltage*

The amplitude of the vector voltage,  $V_a$  or  $V_b$  defined in 1.3.8 and 1.3.9. This is the voltage measured by the use of an artificial mains V-network.

### 1.3.11 *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.

## SECTION 1: MEASURING APPARATUS

## 2 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).

### 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  $\Omega$  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.

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.

### 2.2 Caractéristiques fondamentales

Les réponses aux impulsions, telles que spécifiées en 2.4, sont calculées sur la base de récepteurs de mesure ayant les caractéristiques fondamentales données au tableau 1.

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
<p>NOTES</p> <p>1 La définition de la constante de temps mécanique (voir 1.3.6) 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.</p> <p>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 2.4.</p>			

### 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.

### 2.4 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.

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  $\Omega$ . 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.

## 2.2 Fundamental characteristics

The responses to pulses as specified in 2.4 are calculated on the basis of the measuring receivers having the following fundamental characteristics:

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 $B_G$ , 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
<p><b>NOTES</b></p> <p>1 The definition of mechanical time constant (see 1.3.6) 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.</p> <p>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 2.4.</p>			

## 2.3 Sine-wave voltage accuracy

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

## 2.4 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.

### 2.4.1 Réponse en amplitude (étalonnage absolu)

La réponse du récepteur de mesure à des impulsions ayant une aire en circuit ouvert a)  $\mu\text{Vs}$  (microvolt-seconde) f.é.m. sous une impédance de source de  $50 \Omega$ , 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( $\mu\text{V}$ )). 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.

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

Gamme de fréquence	a) $\mu\text{Vs}$	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

### 2.4.2 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.

#### 2.4.1 Amplitude relationship (absolute calibration)

The response of the measuring receiver to pulses of impulse area of a)  $\mu\text{Vs}$  (microvolt second) e.m.f. at 50  $\Omega$  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( $\mu\text{V}$ )). 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.

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

Frequency range	a) $\mu\text{Vs}$	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

#### 2.4.2 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.

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 donnée			
	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 ± 1,0	-8,0 ± 1,0	-8,0 ± 1,0
100	-4,0 ± 1,0	0 (réf.)	0 (réf.)	0 (réf.)
60	-0,3 ± 1,0	-	-	-
25	0 (réf.)	-	-	-
20	-	+6,5 ± 1,0	+9,0 ± 1,0	+9,0 ± 1,0
10	+4,0 ± 1,0	+10,0 ± 1,5	+14,0 ± 1,5	+14,0 ± 1,5
5	+7,5 ± 1,5	-	-	-
2	+13,0 ± 2,0	+20,5 ± 2,0	+26,0 ± 2,0	+26,0 ± 2,0*
1	+17,0 ± 2,0	+22,5 ± 2,0	+28,5 ± 2,0	+28,5 ± 2,0*
Impulsion isolée	+19,0 ± 2,0	+23,5 ± 2,0	+31,5 ± 2,0	+31,5 ± 2,0*

**NOTES**

- L'influence des caractéristiques du récepteur sur sa réponse aux impulsions est traitée à l'annexe D.
- 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 3.4, 4.4.1., et 5.4.1.
- 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). L'indication du récepteur de mesure dont l'entrée est adaptée au générateur est donc de 60 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.
- 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.
- L'annexe A traite de la détermination de la courbe de réponse aux impulsions répétitives.
- 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.

## 2.5 Sélectivité

### 2.5.1 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.

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	$-3,0 \pm 1,0$	–	–	–
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	$+7,5 \pm 1,5$	–	–	–
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	$+19,0 \pm 2,0$	$+23,5 \pm 2,0$	$+31,5 \pm 2,0$	$+31,5 \pm 2,0^*$

NOTES

- 1 The influence of the receiver characteristics upon its pulse response is considered in annex D.
- 2 The relationships between the pulse responses of a quasi-peak receiver and receivers with other detector types are given in 3.4, 4.4.1, and 5.4.1.
- 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( $\mu$ Vs) corresponding to the open-circuit sine-wave voltage of 66 dB ( $\mu$ V) r.m.s. The indication on a measuring receiver with an input matched to the calibrating generators will then be 60 dB( $\mu$ V). 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.
- 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.
- 5 Annex A deals with the determination of the curve of response to repeated pulses.
- 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.

## 2.5 Selectivity

### 2.5.1 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.

### 2.5.2 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.

### 2.5.3 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.

### 2.5.4 Autres réponses parasites

Le rapport entre la tension sinusoïdale d'entrée à des fréquences autres que celles spécifiées aux paragraphes 2.5.2 et 2.5.3 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 :

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

où

$m, n, k$  sont des nombres entiers;

$f_L$  est la fréquence de l'oscillateur local;

$f_i$  est la fréquence intermédiaire;

$f_o$  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 2.7.2.

### 2.6 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,  $B_G$ , par rapport à l'affaiblissement maximal du filtre doit être comprise entre les fréquences 1) et 2) données dans le tableau 4.

### 2.5.2 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.

### 2.5.3 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.

### 2.5.4 Other spurious responses

The ratio of the input sine-wave voltage at frequencies other than those specified in 2.5.2 and 2.5.3 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 2.7.2.

### 2.6 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.

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 25 Hz pour la bande A et de 100 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 36 dB.

## 2.7 Limitation du bruit du récepteur et des signaux parasites internes

### 2.7.1 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  $\theta$ . 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  $\theta$ . L'augmentation du niveau du signal d'entrée ( $S_2 - S_1$ ) doit être comprise entre 10 dB et 11 dB.

### 2.7.2 Onde continue

Lorsqu'on utilise plus d'une fréquence intermédiaire, l'existence de réponses parasites telles que celles décrites dans la note de 2.5.4 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 2.7.1 lorsqu'on le soumet à l'essai décrit en 2.7.1, mais l'affaiblissement doit être introduit dans les étages intermédiaires après le dernier étage mélangeur.

## 2.8 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 CISPR» spécifiée par le fabricant telle que décrite en 1.3.11.

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 25 Hz for band A and 100 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.

## 2.7 Limitation of receiver noise and internally generated spurious signals

### 2.7.1 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  $\theta$ . 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  $\theta$ . The increase of the level of the input signal ( $S_2 - S_1$ ) shall be between 10 dB and 11 dB.

### 2.7.2 Continuous wave

Where more than one intermediate frequency is used, the existence of spurious responses as described in the note to 2.5.4 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 2.7.1 when tested as described in 2.7.1, except that the attenuation in the intermediate stages shall be introduced after the last mixer stage.

## 2.8 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 1.3.11.

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 enveloppe blindée. Un signal d'entrée est appliqué au récepteur par l'intermédiaire d'un câble bien blindé de 2 m de longueur (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.

L'intensité 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 l'indication donnée par l'appareil de mesure en l'absence du champ.

### 2.9 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.

## 3 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.

### 3.1 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  $\Omega$  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  $\Omega$  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.

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 at the receiver. In cases where a measuring receiver does not achieve 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 length well-screened coaxial cable (e.g. semi-rigid) through a coaxial feed-through connector 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 3 V/m electromagnetic field shall differ by not more than 1 dB from the meter indication when the field is absent.

### 2.9 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.

## 3 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.

### 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  $\Omega$  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  $\Omega$  for the frequency range 9 Hz 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.

### 3.2 Caractéristiques fondamentales

#### 3.2.1 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 1 000 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 1.3.2). Pour d'autres types de perturbations à large bande cette procédure peut introduire une erreur.

#### 3.2.2 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.

#### 3.2.3 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 3.2.2.).

### 3.3 Précision en tension sinusoïdale

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

### 3.2 Fundamental characteristics

#### 3.2.1 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 1 000 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 1.3.2). For other types of broadband disturbance this procedure would introduce an error.

#### 3.2.2 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.

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

#### 3.2.3 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 3.2.2).

### 3.3 Sine-wave voltage accuracy

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

### 3.4 Réponses aux impulsions

La réponse du récepteur de mesure à des impulsions d'aire de  $1,4/B_{imp}$  mVs (où  $B_{imp}$  est en hertz) f.é.m. sous une impédance de source de  $50 \Omega$ , 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(µV)). 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 2.4.1.

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.

#### NOTES

- 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.
- 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
Bande C et D	$0,011 \times 10^{-3}$	$128,0 \times 10^3$	–	12,0

### 3.5 Sélectivité

Comme les exigences de bande passante en 3.2.1. 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,  $B_0/2$  correspond à 100 Hz dans la figure 2a.

Les exigences en 2.5.2, 2.5.3 et 2.5.4 sont applicables.

### 3.6 Effets d'intermodulation, bruit du récepteur et efficacité d'écran

Les exigences en 2.6, 2.7 et 2.8 s'appliquent.

### 3.4 Response to pulses

The response of the measuring receiver to pulses of impulse area  $1,4/B_{imp}$  mVs (where  $B_{imp}$  is in hertz) e.m.f. at  $50 \Omega$  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( $\mu$ 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 2.4.1.

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.

#### NOTES

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

### 3.5 Selectivity

Since the bandwidth requirements of 3.2.1 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 2.5.2, 2.5.3 and 2.5.4 apply.

### 3.6 Inter-modulation effects, receiver noise, and screening

The requirements of 2.6, 2.7, and 2.8 apply.

#### 4 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.

##### 4.1 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.

##### 4.2 Caractéristiques fondamentales

###### 4.2.1 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.

###### 4.2.2 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.

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). 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.

## 4 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.

### 4.1 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  $\Omega$  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  $\Omega$ . 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 Fundamental characteristics

#### 4.2.1 Bandwidth

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

Table 7 – Bandwidth requirements

Frequency	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.		

#### 4.2.2 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.

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). 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.

### 4.3 Précision en tension sinusoïdale

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

### 4.4 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.

#### 4.4.1 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  $\Omega$ , 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( $\mu$ 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 2.4.1. 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  $\pm 1,5$  dB est autorisée sur le niveau de tension sinusoïdale.

#### NOTES

- 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.
- 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	1 000 Hz	10 000 Hz
9 kHz à 150 kHz (bande A)	12,4	4,5	–	–
0,15 MHz à 30 MHz (bande B)	–	32,9	17,4	–
30 MHz à 1 000 MHz (bandes C et D)	–	50,1	38,1	20,8

#### 4.4.2 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.

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 1 d.

### 4.3 Sine-wave voltage accuracy

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

### 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.

#### 4.4.1 Amplitude relationship

The response of the measuring receiver to pulses of repetition rate  $n$  Hz and impulse area e.m.f. at 50  $\Omega$  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( $\mu$ 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 2.4.1. 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  $\pm 1,5$  dB is permitted on the sine-wave voltage level.

#### NOTES

- 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.
- 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	1 000 Hz	10 000 Hz
9 kHz to 150 kHz (band A)	12,4	4,5	–	–
0,15 MHz to 30 MHz (band B)	–	32,9	17,4	–
30 MHz to 1 000 MHz (bands C and D)	–	50,1	38,1	20,8

#### 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 is in accordance with the following law.

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

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).

#### 4.5 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 2.5.2, 2.5.3 et 2.5.4 s'appliquent.

#### 4.6 Effets d'intermodulation, bruit du récepteur et efficacité d'écran

Les exigences en 2.6, 2.7 et 2.8 s'appliquent.

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

#### 5.1 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  $\Omega$  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  $\Omega$  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.

#### 5.2 Caractéristiques fondamentales

##### 5.2.1 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.

##### 5.2.2 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.

#### NOTES

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.

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

#### 4.5 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 2.5.2, 2.5.3 and 2.5.4 apply.

#### 4.6 Inter-modulation effects, receiver noise, and screening

The requirements of 2.6, 2.7, and 2.8 apply.

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

#### 5.1 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  $\Omega$  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  $\Omega$ . 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.

#### 5.2 Fundamental characteristics

##### 5.2.1 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.

##### 5.2.2 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.

#### NOTES

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.

2 Annex A describes the calculation for the overload factor.

### 5.3 Précision en tension sinusoïdale

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

### 5.4 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.

#### 5.4.1 Réponse en amplitude

La réponse du récepteur de mesure en bande A aux impulsions d'aire égale à  $[278 (B_3)^{-1/2}] \mu\text{Vs}$  f.é.m. sous une impédance de source de 50  $\Omega$ , 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 ( $\mu\text{V}$ )) en valeur efficace. Pour les récepteurs de mesure en bandes B, C et D, les valeurs correspondantes sont  $[139 (B_3)^{-1/2}] \mu\text{Vs}$  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.

#### NOTES

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.

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 de 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

#### 5.4.2 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.

### 5.3 Sine-wave voltage accuracy

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

### 5.4 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.

#### 5.4.1 Amplitude relationship

The response of the measuring receiver for band A to pulses of impulse area  $[278 (B_3)^{-1/2}] \mu\text{Vs e.m.f}$  at 50  $\Omega$  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( $\mu\text{V}$ )) r.m.s. For the measuring receivers for bands B, C and D, the corresponding values are  $[139 (B_3)^{-1/2}] \mu\text{Vs}$  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.

#### NOTES

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.

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 rate (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

#### 5.4.2 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	Bande 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

### 5.5 Sélectivité

Comme les exigences de bande passante en 5.2.1 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,  $B_6/2$  correspond à 100 Hz sur la figure 2a.

Les exigences de 2.5.2, 2.5.3 et 2.5.4 s'appliquent.

### 5.6 Effets d'intermodulation, bruit du récepteur et efficacité d'écran

Les exigences de 2.6, 2.7 et 2.8 s'appliquent.

## 6 Analyseurs de spectre et récepteurs à balayage

### 6.1 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 2, 3 ou 4.

### 6.2 Analyseurs de spectres pour la gamme de fréquences de 1 GHz à 18 GHz

Les exigences applicables aux analyseurs de spectre dans la gamme de fréquences de 1 GHz à 18 GHz sont énumérées ci-dessous.

- La bande passante  $B_6$  doit être de 125 kHz ± 25 kHz.
- La réponse parasite doit être inférieure d'au moins 40 dB à la réponse à la fréquence d'accord instantanée.

NOTE - on peut obtenir cette valeur en utilisant un présélecteur.

- L'efficacité d'écran dans la bande de fréquences de 9 kHz à 1 000 MHz doit être conforme aux exigences de 2.8.

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	$+14 \pm 2,0$	$+20 \pm 2,0$

### 5.5 Selectivity

Since the bandwidth requirements of 5.2.1 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 2.5.2, 2.5.3 and 2.5.4 apply.

### 5.6 Inter-modulation effects, receiver noise, and screening

The requirements of 2.6, 2.7 and 2.8 apply.

## 6 Spectrum analyzers and scanning receivers

### 6.1 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 clauses 2, 3 or 4.

### 6.2 Spectrum analyzers for the frequency range 1 GHz to 18 GHz

Requirements for spectrum analyzers in the frequency range 1 GHz to 18 GHz are listed below.

- The bandwidth  $B_6$  shall be  $125 \text{ kHz} \pm 25 \text{ kHz}$ .
- Spurious response shall be at least 40 dB below the response at the instantaneous tuned frequency.

NOTE - This may be achieved by using a preselector.

- The screening effectiveness for the frequency range of 9 kHz to 1 000 MHz shall comply with the requirements of 2.8.

d) 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 soumis à essai pour éviter de surcharger et d'endommager les circuits d'entrée de l'analyseur et de générer des harmoniques ou des signaux d'intermodulation lorsqu'on mesure des signaux parasites faibles en présence d'un signal fondamental fort.

#### NOTES

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

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

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

f) 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.

## 7 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.

### 7.1 Caractéristiques fondamentales

#### 7.1.1 Impédance d'entrée

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

La symétrisation de l'entrée 600  $\Omega$  doit être telle que lorsqu'une tension  $U$  est appliquée entre la masse du voltmètre et le point milieu d'une résistance de 600  $\Omega$  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:

\* La CEI 315-3 pour les récepteurs en modulation d'amplitude.  
La CEI 315-4 pour les récepteurs en modulation de fréquence.

d) 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 or intermodulation signals when measuring weak spurious signals in the presence of a strong fundamental signal.

#### NOTES

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

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

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

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

## 7 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.

### 7.1 Fundamental characteristics

#### 7.1.1 Input impedance

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

The balance of the 600  $\Omega$  input shall be such that when a voltage  $U$  is applied between the voltmeter ground and the mid-point of a 600  $\Omega$  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:

\* IEC 315-3 for a.m. receivers.  
IEC 315-4 for f.m. receivers.

Tableau 11 – Exigences de symétrisation

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

### 7.1.2 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.

### 7.1.3 Réponse en fréquences

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

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

### 7.2 Précision en tension sinusoïdale

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

### 7.3 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.

### 7.4 Exigences pour l'utilisation en voltmètre de quasi-crête

On utilise le filtre psophométrique de radiodiffusion.

#### 7.4.1 Caractéristiques fondamentales du voltmètre de quasi-crête

La réponse aux impulsions définies dans 7.4.2 et 7.4.3 est calculée sur la base des caractéristiques fondamentales nominales suivantes:

- Réserve de linéarité 30 dB
- Constante de temps à la charge 1 ms

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

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

Table 11 – Balance requirement

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

### 7.1.2 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.

### 7.1.3 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\*\*

### 7.2 Sine-wave voltage accuracy

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

### 7.3 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.

### 7.4 Requirements for use as a quasi-peak meter

The sound programme psophometric filter shall be used.

#### 7.4.1 Quasi-peak meter fundamental characteristics

The response to pulses as specified in 7.4.2 and 7.4.3 are calculated on the basis of the following nominal fundamental characteristics.

- Overload factor 30 dB
- Charging time constant 1 ms

\* 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).

- 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 7.4.2 et 7.4.3.

#### 7.4.2 Réponses aux impulsions

La réponse à des impulsions positives ou négatives d'aire égale à 0,075  $\mu\text{Vs}$  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( $\mu\text{V}$ )). 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.

#### 7.4.3 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

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

##### 7.5.1 Caractéristiques fondamentales du voltmètre quadratique

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

##### 7.5.2 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.

- 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 7.4.2 and 7.4.3.

#### 7.4.2 Response to pulses

The response to both positive and negative pulses of impulse strength 0,075  $\mu$ 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( $\mu$ 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.

#### 7.4.3 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	$23,5 \pm 3,0$

#### 7.5 Requirements for use as an r.m.s. meter

##### 7.5.1 R.M.S. meter fundamental characteristic

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

##### 7.5.2 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  $139(B_3)^{-1/2}$   $\mu$ 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.

### 7.5.3 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.

8 Réservé

9 Réservé

10 Réservé

## SECTION 2: MATÉRIELS AUXILIAIRES

### 11 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.

#### 11.1 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 50  $\Omega$ .

### 7.5.3 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)<sup>-1/2</sup>

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.

8 Reserved

9 Reserved

10 Reserved

## SECTION 2: ANCILLARY APPARATUS

### 11 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.

#### 11.1 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  $\Omega$ .

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 11.2, 11.3, 11.4, 11.5 ou 11.6 selon le cas, pour toutes valeurs d'impédance externe, y compris un court-circuit ou lorsque le filtre RF décrit en 11.7, 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.

**11.2 Réseaux 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 11.3.

**11.3 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 11.2 peut également remplir la condition d'impédance du présent paragraphe.

**11.4 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.

**11.5 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  $20^\circ$ .

**11.6 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  $20^\circ$ , 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 11.2, 11.3, 11.4, 11.5, or 11.6 as appropriate, for any value of external impedance, including a short circuit or the RF filter described in 11.7, 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.

**11.2** *50  $\Omega$ /50  $\mu$ 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 11.3.

**11.3** *50  $\Omega$ /50  $\mu$ 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  $\mu$ H + 5  $\Omega$  artificial mains V-network of 11.2 may also meet the impedance requirement of this subclause.

**11.4** *50  $\Omega$ /5  $\mu$ 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.

**11.5** *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  $20^\circ$ .

**11.6** *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  $20^\circ$ , 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.

### 11.6.1 Symétrie d'un réseau fictif en delta de 150 $\Omega$

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  $\Omega$ , 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 (soit 26 dB).

### 11.7 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 11.2, 11.3, 11.4, 11.5 et 11.6 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.

### 11.8 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.

### 11.9 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 11.2 et 11.3, 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 11.2 ou 11.3, selon la gamme de fréquences.

NOTE - Pour des raisons de sécurité, la résistance de 5  $\Omega$  mentionnée en 11.2 peut être omise.

## 12 Sondes de courant et de tension

### 12.1 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.

### 11.6.1 *Balance of the 150 $\Omega$ 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  $\Omega$ , 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).

### 11.7 *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 11.2, 11.3, 11.4, 11.5, and 11.6 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.

### 11.8 *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.

### 11.9 *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 11.2 and 11.3 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 11.2 or 11.3, as appropriate for the frequency range.

NOTE - For safety reasons, the 5  $\Omega$  resistor mentioned in 11.2 should be omitted.

## 12 **Current and voltage probes**

### 12.1 *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 J, article J.5, donne des détails de construction.

#### 12.1.1 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 J présente quelques configurations typiques des sondes de courant.

#### 12.1.2 Caractéristiques

Impédance d'insertion	Impédance inférieure ou égale à 1 $\Omega$
Impédance de transfert*	0,1 à 5 $\Omega$ dans la plage de réponse linéaire; 0,001 à 0,1 $\Omega$ en dessous de la plage de réponse linéaire (la sonde étant bouclée par 50 $\Omega$ )
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

\* 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 J.

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 J.5 of annex J contains some construction details.

#### 12.1.1 Construction

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

Annex J contains some typical constructions of current probes.

#### 12.1.2 Characteristics

Insertion impedance	1 $\Omega$ impedance maximum
Transfer impedance*	0,1 to 5 $\Omega$ in the flat linear range; 0,001 to 0,1 $\Omega$ below the flat linear range (current probe terminated into 50 $\Omega$ )
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

\* 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 J.

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	À 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 utilisation 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

### 12.2 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.

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

## 12.2 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.

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

#### 13.1 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) approche 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.

#### 13.2 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 K décrit la construction de quelques modèles de pinces absorbantes.

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.

#### 13.3 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.

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

### 13.1 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.

### 13.2 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 K describes the construction of some examples of absorbing clamps.

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.

### 13.3 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.

La pince absorbante doit présenter une impédance comprise entre 100  $\Omega$  et 250  $\Omega$  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.

## 14 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 article 2) du type fonctionnant avec un niveau de signal interne limité. En conséquence, de tels analyseurs ne peuvent être utilisés correctement avec tous les récepteurs.

### 14.1 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  $\pm 5$  %.

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 l'article 2.

L'analyseur doit pouvoir fournir les informations suivantes:

- a) 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;
- b) 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);
- c) La production de plus de deux claquements en 2 s et dépassant le niveau de référence fixé en a);
- d) 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);
- e) La durée totale d'une perturbation autre qu'un claquement dépassant le niveau de référence fixé en a);
- f) La durée de l'essai en minutes;
- g) Le nombre d'opérations de commutation de l'appareil en essais.

#### NOTES

- 1 La CISPR 14 définit le «claquement».
- 2 Cette fonction n'est pas requise pour répondre aux dispositions de la CISPR 14.
- 3 La figure 11 donne un exemple du schéma de principe d'un analyseur de perturbations.

The absorbing clamp shall present an impedance between 100  $\Omega$  and 250  $\Omega$  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.

## 14 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 clause 2) of the type which works with a limited internal signal level. As a result, such analyzers may not interface correctly with all receivers.

### 14.1 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  $\pm 5$  %.

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 clause 2.

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.

#### NOTES

- 1 The definition of a 'click' is given in CISPR 14.
- 2 This function is not required to meet the provisions of CISPR 14.
- 3 An example of a disturbance analyzer is shown in block diagram in figure 11.

Les essais de conformité aux exigences de 14.1 sont donnés en 14.2. 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 Résultats
	Amplitude en fréquence intermédiaire dB		Amplitude sur l'appareil de mesure de quasi-crête (référence: point milieu de l'échelle) dB <sup>1)</sup>		Durée des impulsions ms		Séparation entre impulsions ou périodicité 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 claquement > 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 <sup>2)</sup>	-	-	1	-	190,0	-	-	1 claquement > 10 ms
11 <sup>2)</sup>	-	-	1	-	9,5	-	-	1 claquement ≤ 10 ms
12	-	-	1	-	0,11	-	Périodicité 10	autre que des claquements
13	-	-	1	-	-0,41	-	-	1 claquement ≤ 10 ms
14	-	-	2,5 <sup>3)</sup>	25	30,0	30,0	230	1 claquement > 10 ms
15	-	2	25,0	-2,5 <sup>3)</sup>	190,0	30,0	1 188 <sup>4)</sup>	2 claquements > 10 ms <sup>5)</sup>
16	-	2	25,0	-2,5 <sup>3)</sup>	190,0	30,0	1 312 <sup>4)</sup>	1 claquement > 10 ms

NOTES

- 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.

The tests for compliance with the requirements of 14.1 are given in 14.2. 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	5
	Amplitude in intermediate frequency		Amplitude on quasi-peak meter (reference midpoint of meter scale)		Duration of pulses		Separation of pulses or periodicity	
	dB		dB <sup>1)</sup>		ms		ms	
	Pulse 1	Pulse 2	Pulse 1	Pulse 2	Pulse 1	Pulse 2		Results
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 <sup>2)</sup>	-	-	1	-	190,0	-	-	1 click > 10 ms
11 <sup>2)</sup>	-	-	1	-	9,5	-	-	1 click ≤ 10 ms
12	-	-	1	-	0,11	-	Periodicity 10	other than clicks
13	-	-	1	-	0,41	-	-	1 click ≤ 10 ms
14	-	-	2,5 <sup>3)</sup>	25	30,0	30,0	230	1 click > 10 ms
15	-	2	25,0	-2,5 <sup>3)</sup>	190,0	30,0	1 188 <sup>4)</sup>	2 clicks > 10 ms <sup>5)</sup>
16	-	2	25,0	-2,5 <sup>3)</sup>	190,0	30,0	1 312 <sup>4)</sup>	1 click > 10 ms

## NOTES

- Pulse amplitudes measured individually.
- Background noise level 2,5 dB below quasi-peak threshold level.
- These lower levels shall be set such that the intermediate frequency threshold is exceeded but the quasi-peak threshold is not exceeded.
- 1 710 and 2 090 respectively for CISPR quasi-peak measuring apparatus for the frequency range above 30 MHz.
- 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)			Durée des impulsions			Séparation entre impulsions		Résultats
	dB			ms			ms		
	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)				Durée des impulsions				Séparation entre impulsions			Résultats
	dB				ms				ms			
	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

#### 14.2 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 µs. Les durées des impulsions doivent être variables de 110 µs 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 In intermediate frequency	2 In quasi-peak	3 Intermediate frequency	1	2	3	Pulses 1 and 2	Pulses 2 and 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

14.2 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 μs. The pulse durations shall be variable between 110 μs 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.

## 15 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 la section 1 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.

### 15.1 Précisions des mesures de champs

L'erreur sur la mesure d'un champ sinusoïdal uniforme ne doit pas dépasser  $\pm 3$  dB lorsqu'on utilise une antenne conforme aux exigences du présent paragraphe avec un récepteur de mesure conforme aux exigences de la section 1.

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

### 15.2 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.

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.

## 15 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 Section 1 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.

### 15.1 Accuracy of field-strength measurements

The accuracy of field-strength measurement of a uniform field of a sine-wave shall be better than  $\pm 3$  dB when an antenna meeting the requirements of this subclause is used with a measuring receiver meeting the requirements of section 1.

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

### 15.2 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.

### 15.2.1 *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.

### 15.2.2 *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.

## 15.3 *Gamme de fréquences de 150 kHz à 30 MHz*

### 15.3.1 *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.

### 15.3.2 *Antenne magnétique*

Pour la mesure de la composante magnétique du rayonnement, on doit utiliser le cadre blindé électriquement décrit en 15.2.1.

### 15.3.3 *Symétrisation de l'antenne*

Si une antenne magnétique ou électrique symétrisée est utilisée, les exigences du 15.2.2. doivent être satisfaites.

## 15.4 *Gamme de fréquences de 30 MHz à 300 MHz*

### 15.4.1 *Antenne électrique*

L'antenne de référence doit être un doublet symétrisé.

#### 15.4.1.1 *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-asmétrique.

#### 15.4.1.2 *Doublet court*

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

### 15.2.1 *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.

### 15.2.2 *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.

## 15.3 *Frequency range 150 kHz to 30 MHz*

### 15.3.1 *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.

### 15.3.2 *Magnetic antenna*

For the measurement of the magnetic component of the radiation, an electrically-screened loop antenna, as described in 15.2.1 shall be used.

### 15.3.3 *Balance of antenna*

If a balanced electric or a magnetic antenna is used, it shall comply with the requirement of 15.2.2.

## 15.4 *Frequency range 30 MHz to 300 MHz*

### 15.4.1 *Electric antenna*

The reference antenna shall be a balanced dipole.

#### 15.4.1.1 *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.

#### 15.4.1.2 *Shortened dipole*

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

- a) que la longueur totale soit supérieure à 1/10 de la longueur d'onde à la fréquence de mesure;
- b) 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;
- c) qu'il ait une discrimination de polarisation équivalente à celle d'un doublet accordé (voir 15.4.2). A cette fin, un symétriseur peut être utile;
- d) 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  $\pm 3$  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  $50 \Omega$  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.

- e) 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.

#### 15.4.1.3 Antenne à large bande

Une antenne à large bande peut être utilisée à condition qu'elle satisfasse aux exigences indiquées en 15.5.2 pour les antennes complexes.

#### 15.4.2 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.

### 15.5 Gamme de fréquences de 300 MHz à 1000 MHz

#### 15.5.1 Antenne électrique

Si une antenne doublet est utilisée, celle-ci doit répondre aux exigences des 15.4.1.1 et 15.4.2.

#### 15.5.2 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 indiquée 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.

- 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 15.4.2). 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  $\pm 3$  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  $50 \Omega$ , and for various  $l/d$  ratios. On these figures, the balun is considered as an ideal 1:1 transformer. It should be noted, however, that these curves do not account for the losses of the balun, the cable and any mismatch between the cable and the receiver.

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

#### 15.4.1.3 *Broadband antenna*

A broadband antenna may be used, provided that it meets the requirements given in 15.5.2 for a complex antenna.

#### 15.4.2 *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.

### 15.5 *Frequency range 300 MHz to 1 000 MHz*

#### 15.5.1 *Electric antenna*

If a dipole antenna is used, it shall meet the requirements of 15.4.1.1 and 15.4.2.

#### 15.5.2 *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.

Afin de vérifier cette condition, l'ouverture dans un plan vertical  $2\phi$  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  $2\phi$ ).

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

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  $2\phi$ , 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 15.1.

#### 15.6 Gamme de fréquences de 1 GHz à 18 GHz

Pour des mesures spécifiques, les exigences appropriées relative à l'antenne doivent être données.

### 16 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.

#### 16.1 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 16.6 avec des détails complémentaires dans l'annexe G. L'annexe M contient le critère d'acceptabilité.

To ensure this condition, the total vertical angular aperture  $2\phi$  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  $2\phi$ ):

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

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  $2\phi$  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 15.1.

#### 15.6 Frequency range 1 GHz to 18 GHz

For specific measurements, the relevant antenna requirements are to be given.

### 16 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.

#### 16.1 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 16.6 with further details in annex G. Annex M contains the acceptability criterion.

### 16.2 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 L.

### 16.3 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.

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 en L.2 de l'annexe L. Il convient que les appareils de mesure et le personnel réalisant les essais soient situés à l'extérieur de la zone libre d'obstacles.

### 16.2 *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 L.

### 16.3 *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.

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 L.2 of annex L. Measuring apparatus and test personnel should be situated outside the obstruction free area.

#### 16.4 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.

#### 16.5 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 16.6. 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.

#### 16.6 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 ( $V_s$ ) 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  $\Omega$ . Des corrections destinées à prendre en compte les pertes

#### 16.4 *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.

#### 16.5 *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 16.6. 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.

#### 16.6 *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 ( $V_s$ ) 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  $\Omega$  system. Suitable corrections for cable losses is required if  $V_r$  and  $V_i$  are not

dans les câbles sont 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  $\pm 4$  dB est dépassé, l'emplacement d'essai doit être vérifié en utilisant G.4 de l'annexe G.

NOTE - L'annexe M 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  $\pm 4$  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  $\pm 4$  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.

measured at the input and output of the transmit 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  $\pm 4$  dB of the values given in tables G.1, G.2, and G.3, as appropriate.* If the  $\pm 4$  dB criterion is exceeded, the test site must be investigated per clause G.4 of annex G.

NOTE - The basis for the 4 dB site acceptability criterion is given in annex M.

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  $\pm 4$  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  $\pm 4$  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.

### 16.6.1 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 source de signal  $V_i$  est maintenue constante. La première valeur de  $V_R$  est appelée  $V_{\text{DIRECT}}$  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;

$\Delta AF_{\text{TOT}}$  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  $\Delta AF_{\text{TOT}}$  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.

### 16.6.1 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 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  $V_{\text{DIRECT}}$  and the second is  $V_{\text{SITE}}$ . 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;
- $\Delta AF_{\text{TOT}}$  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  $\Delta AF_{\text{TOT}}$  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) *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.

### 16.6.2 *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.

### 16.6.3 *Ecarts 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 M 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.

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.

16.6.2 *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.

16.6.3 *Site attenuation deviations*

If measurements of NSA deviate by more than  $\pm 4$  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 M 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.

## 17 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.

### 17.1 Chambre

#### 17.1.1 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 m<sup>3</sup> 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 m<sup>3</sup>. Les dimensions réelles dépendent des caractéristiques physiques de la chambre. Voir 17.1.4 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.

#### 17.1.2 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.

#### 17.1.3 Agitateurs

Deux exemples d'agitateurs sont décrits ici. D'autres formes sont autorisées à condition que l'efficacité d'agitation satisfasse aux critères de 17.1.4.

##### 17.1.3.1 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.

## 17 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.

### 17.1 Chamber

#### 17.1.1 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 m<sup>3</sup> 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 m<sup>3</sup>. The actual dimensions will depend on the physical characteristics of the chamber. See 17.1.4 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.

#### 17.1.2 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.

#### 17.1.3 Stirrers

The following describes two examples of stirrers. Other shapes are permissible provided stirring efficiency meets the criteria in 17.1.4.

##### 17.1.3.1 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.

#### 17.1.3.2 *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.

#### 17.1.3.3 *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 17.1.5 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.

#### 17.1.4 *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 17.1.5.) 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.

#### 17.1.5 *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.

#### 17.1.3.2 *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.

#### 17.1.3.3 *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 17.1.5, 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.

#### 17.1.4 *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 17.1.5). 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.

#### 17.1.5 *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.

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.

## 18 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  $150 \Omega$ , 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 N et P donnent le principe de fonctionnement et des exemples de types de boîtiers de couplage et leur construction.

### 18.1 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.

#### 18.1.1 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  $150 \Omega$ ) 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  $150 \Omega$  du CISPR, voir 11.4).

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.

#### 18.1.2 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.

## 19 Cellules TEM pour les mesures d'immunité aux perturbations rayonnées (à l'étude)

## 20 Réseaux de mesure pour lignes de télécommunications (à l'étude)

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.

## 18 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  $150 \Omega$  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 N and P give the principle of operation and examples of types of units and their construction.

### 18.1 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.

#### 18.1.1 Impedance

In the frequency range 0,15 MHz to 30 MHz, the total asymmetric impedance (RF choke coil in parallel with the  $150 \Omega$  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  $150 \Omega$  artificial mains V-network, see 11.4).

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.

#### 18.1.2 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.

## 19 TEM cells for immunity to radiated disturbance measurement (under consideration)

## 20 Measuring networks for telecommunication lines (under consideration)

**Annexe A**  
(normative)

**Détermination de la réponse aux impulsions répétées des récepteurs de mesure de quasi-crête et quadratiques**

(Paragraphe 1.3.2, 2.4.2, 5.2.2 et 5.4.1)

**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:

$$A(t) = 4 \omega_0 G e^{-\omega_0 t} (\sin \omega_0 t - \omega_0 t \cos \omega_0 t) \quad (1a)$$

où

G est le gain global à la fréquence d'accord;

$\omega_0$  est la pulsation de valeur  $(\pi/\sqrt{2})B_c$ .

L'enveloppe de la réponse de deux transformateurs accordés à couplage critique à une impulsion d'aire  $v\tau$  est, d'après l'équation précédente:

$$A(t) = (v\tau) 4 \omega_0 G e^{-\omega_0 t} (\sin \omega_0 t - \omega_0 t \cos \omega_0 t) \quad (1b)$$

La courbe de sélectivité correspondante du filtre passe-bas équivalent peut être écrite, pour  $\tau \ll 1/\omega_0$ :

$$F(f) = G[(2\omega_0^2)/(\omega_0 + j\omega)^2 + \omega_0^2]^2 \quad (2)$$

où

$\omega = 2\pi f$ .

## Annex A (normative)

### Determination of response to repeated pulses of quasi-peak and r.m.s. measuring receivers

(subclauses 1.3.2, 2.4.2, 5.2.2 and 5.4.1)

#### 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  $-6\text{dB}$  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:

$$A(t) = 4 \omega_0 G e^{-\omega_0 t} (\sin \omega_0 t - \omega_0 t \cos \omega_0 t) \quad (1a)$$

where

$G$  is the overall gain at tuned frequency,

$\omega_0$  is the angular frequency of value  $(\pi/\sqrt{2})B_0$ .

The envelope of the response of two critically-coupled tuned transformers to an impulse area  $\nu\tau$  is, from the previous equation:

$$A(t) = (\nu\tau) 4 \omega_0 G e^{-\omega_0 t} (\sin \omega_0 t - \omega_0 t \cos \omega_0 t) \quad (1b)$$

The corresponding selectivity curve of the equivalent low-pass filter may be written, for  $\tau \ll 1/\omega_0$ :

$$F(f) = G \left[ \frac{2\omega_0^2}{(\omega_0 + j\omega)^2 + \omega_0^2} \right]^2 \quad (2)$$

where:

$\omega = 2\pi f$ .

Les bandes passantes  $B_3$  et  $B_6$  sont:

$$B_3 = [\sqrt{2} \times \sqrt[4]{(\sqrt{2}-1)}] \omega_0/\pi = 0,361 \omega_0 \quad (3a)$$

$$B_6 = \sqrt{2} \times \omega_0/\pi = 0,450 \omega_0 \quad (3b)$$

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  $\Delta f$ , définie comme:

$$\Delta f = (1/F_0^2) \int_{-\infty}^{+\infty} F^2(f) df \quad (4)$$

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  $F_0 = 1$

$$\Delta f = \int_{-\infty}^{+\infty} F^2(f) df \quad (5)$$

En prenant  $F(f)$  de l'équation (2) et en prenant  $G = 1$ , nous avons:

$$\Delta f = \int_0^{+\infty} 2[2\omega_0^2/(\omega_0^2 + \omega^2) + \omega_0^2]^4 df \quad (6)$$

cela nous conduit à:

$$\Delta f = 0,265 \sqrt{2} \times \omega_0 = 0,375 \omega_0 \quad (7)$$

ainsi:

$$B_3 = 0,963 \Delta f \quad (8)$$

### 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.

The bandwidths  $B_3$  and  $B_6$  will be:

$$B_3 = [\sqrt{2} \times \sqrt[4]{(\sqrt{2}-1)}] \omega_0/\pi = 0,361 \omega_0 \quad (3a)$$

$$B_6 = \sqrt{2} \times \omega_0/\pi = 0,450 \omega_0 \quad (3b)$$

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  $\Delta f$  defined as:

$$\Delta f = (1/F_0^2) \int_{-\infty}^{+\infty} F^2(f) df \quad (4)$$

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  $F_0 = 1$

$$\Delta f = \int_{-\infty}^{+\infty} F^2(f) df \quad (5)$$

Taking  $F(f)$  from equation (2) and putting  $G = 1$ , we have:

$$\Delta f = \int_0^{+\infty} 2[2\omega_0^2/((\omega_0 + j\omega)^2 + \omega_0^2)]^4 df \quad (6)$$

this leads to:

$$\Delta f = 0,265 \sqrt{2} \times \omega_0 = 0,375 \omega_0 \quad (7)$$

thus:

$$B_3 = 0,963 \Delta f \quad (8)$$

### 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.

La tension  $U$  aux bornes du condensateur est liée à l'amplitude  $A$  du signal RF appliqué au détecteur, par la relation:

$$dU/dt + U/(RC) = A (\sin \theta - \theta \cos \theta)/(\pi \times SC) \quad (9)$$

où

$\theta$  est l'angle de passage de l'onde ( $U = A \cos \theta$ ).

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 (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 (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  $\Delta U$  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:

$$\frac{d^2\alpha}{dt^2} + \frac{2}{T_M} \frac{d\alpha}{dt} + \frac{1}{T_M^2} \alpha = \frac{1}{T_M^2} \exp\left(\frac{-t}{T_D}\right) \quad (10)$$

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

The voltage  $U$  across the capacitor is related to the amplitude  $A$  of the RF signal applied to the detector by the equation:

$$dU/dt + U/(RC) = A (\sin \theta - \theta \cos \theta)/(\pi \times SC) \quad (9)$$

where

$\theta$  is the conduction angle ( $U = A \cos \theta$ ).

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 (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 (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  $\Delta U$  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:

$$\frac{d^2\alpha}{dt^2} + \frac{2}{T_M} \frac{d\alpha}{dt} + \frac{1}{T_M^2} \alpha = \frac{1}{T_M^2} \exp\left(\frac{-t}{T_D}\right) \quad (10)$$

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 inter-

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.

#### 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:

$$U_{\text{eff}} = \left[ n \int_0^{+\infty} (A^2(t)/2) dt \right]^{1/2} \quad (11)$$

où

$n$  est la fréquence de répétition d'impulsion en hertz.

Elle peut également être déduite de la courbe de réponse en fréquence, soit:

$$U_{\text{eff}} = \left[ n \int_{-\infty}^{+\infty} (2v\tau \times F^2(f)/2) df \right]^{1/2} \quad (12)$$

où

$v\tau$  est l'aire de l'impulsion ayant un spectre de fréquence uniforme.

Cette définition donne:

$$U_{\text{eff}} = \sqrt{2} \times v\tau \times \sqrt{n} \left[ \int_{-\infty}^{+\infty} F^2(f) df \right]^{1/2} \quad (13)$$

Soit, en tenant compte de la relation (5):

$$U_{\text{eff}} = \sqrt{2} \times v\tau \times \sqrt{n} \sqrt{\Delta f} \quad (14)$$

La réponse en amplitude se déduit de la relation (14) en prenant:

$$U_{\text{eff}} = 2 \text{ mV pour } n = 100 \text{ Hz}$$

soit:

$$v\tau = (100 \sqrt{2}) / \sqrt{\Delta f} \quad (\mu \text{Vs}) \quad (15)$$

ou, en tenant compte de la relation (8)

$$v\tau = 139 / \sqrt{B_3} \quad (\mu \text{Vs}) \quad (16)$$

##### 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 (14):

$$U_{\text{eff}} = (v\tau) \times (2n \Delta f)^{1/2}$$

mediate 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 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:

$$U_{\text{rms}} = \left[ n \int_0^{+\infty} (A^2(t)/2) dt \right]^{1/2} \quad (11)$$

where

$n$  is the pulse repetition frequency in hertz.

The output may also be deduced from the frequency response curve as:

$$U_{\text{rms}} = \left[ n \int_{-\infty}^{+\infty} (2v\tau \times F^2(f)/2) df \right]^{1/2} \quad (12)$$

where

$v\tau$  is the area of pulse having a uniform frequency spectrum.

This gives:

$$U_{\text{rms}} = \sqrt{2} \times v\tau \times \sqrt{n} \left[ \int_{-\infty}^{+\infty} F^2(f) df \right]^{1/2} \quad (13)$$

Which, from equation (5), gives:

$$U_{\text{rms}} = \sqrt{2} \times v\tau \times \sqrt{n} \sqrt{\Delta f} \quad (14)$$

From equation (14), the amplitude relationship may be deduced by taking:

$$U_{\text{rms}} = 2 \text{ mV, when } n = 100 \text{ Hz}$$

thus:

$$v\tau = (100 \sqrt{2}) / \sqrt{\Delta f} \quad (\mu \text{Vs}) \quad (15)$$

or from equation (8):

$$v\tau = 139 / \sqrt{B_3} \quad (\mu \text{Vs}) \quad (16)$$

##### 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 (14):

$$U_{\text{rms}} = (v\tau) \times (2n \Delta f)^{1/2}$$

et de la relation (1), et pour  $G = 1$ :

$$A(t)_{\text{crête}} = 0,944 v\tau \times \omega_0$$

on obtient pour la réserve de linéarité:

$$A(t)_{\text{crête}} / \sqrt{2} \times U_{\text{eff}} = 1,28 (B_3/n)^{1/2} \quad (17)$$

#### 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 (16):

$$(v\tau)_{\text{eff}} = 139 / \sqrt{B_3} \quad (\mu\text{Vs})$$

Pour la courbe de sélectivité représentée par la relation (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 (2), et une bande passante à 6 dB égale à la bande passante nominale prescrite par la section 1, 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.

from equation (1), and for  $G = 1$ :

$$A(t)_{\text{peak}} = 0,944 \times v\tau \times \omega_0$$

thus overload factor:

$$A(t)_{\text{peak}} / \sqrt{2} \times U_{\text{rms}} = 1,28 (B_3/n)^{1/2} \quad (17)$$

#### 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  $(v\tau)_{\text{rms}}$  for the case of 100 Hz, which is equivalent to a sine-wave signal of 2 mV is, from equation (16):

$$(v\tau)_{\text{rms}} = 139 / \sqrt{B_3} \quad (\mu\text{Vs})$$

For the selectivity characteristic quoted in equation (2), this corresponds to:

$$(v\tau)_{\text{rms}} = 155 / \sqrt{B_6} \quad (\mu\text{Vs})$$

when reference is made to the bandwidth at 6 dB.

For the quasi-peak receiver, the value of pulse  $(v\tau)_{\text{qp}}$  which is equivalent to a sine-wave signal of 2 mV is as follows:

for the frequency range 0,15 MHz to 30 MHz:

$$(v\tau)_{\text{qp}} = 0,316 \mu\text{Vs}$$

for the frequency range 30 MHz to 1 000 MHz:

$$(v\tau)_{\text{qp}} = 0,044 \mu\text{Vs}$$

Thus for measuring receivers having band-pass characteristics according to equation (2) and a bandwidth at 6 dB equal to the nominal bandwidths prescribed in section 1, the following relationships for  $(v\tau)_{\text{rms}}/(v\tau)_{\text{qp}}$  exist:

for the frequency range 0,15 MHz to 30 MHz:

$$(v\tau)_{\text{rms}}/(v\tau)_{\text{qp}} = 14,3 \text{ dB}$$

for the frequency range 30 MHz to 1 000 MHz:

$$(v\tau)_{\text{rms}}/(v\tau)_{\text{qp}} = 20,1 \text{ dB}$$

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 (Paragraphe 2.4, 3.4, 4.4, 5.4)

#### 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 2.4, 2.6, 3.4, 4.4 et 5.4 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 $\mu\text{Vs}$	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 1000 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 2.6, 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 2.4, 3.4, 4.4, 5.4)

#### 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 2.4, 2.6, 3.4, 4.4, and 5.4 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 $\mu\text{Vs}$	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 2.6, 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  $B_0$  en Hz, du récepteur aux points  $-6\text{dB}$ ,
- 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:

$$S_r(f) = E_0/B_0$$

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  $S_r(f)$  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:

$$S_r(f) = E_0/B_6$$

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  $S_r(f)$  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 2.4, 3.4, 4.4, 5.4)

#### 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 et  $A(t, f)$  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.

## Annex C (normative)

### Accurate measurements of the output of nanosecond pulse generators (subclauses 2.4, 3.4, 4.4, 5.4)

#### 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 Méthode de la ligne de transmission

Une ligne de transmission de longueur correspondant à un temps de propagation  $\tau$ , 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  $2v\tau$  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.

### 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:

$$IS = V_k/2F \approx V\sqrt{2}/2F$$

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 2.4.1, 3.4, 4.4.1 et 5.4.1, 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.1.3 Standard transmission line method

A transmission line of length corresponding to a propagation time  $\tau$  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  $2v\tau$  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 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 2.4.1, 3.4, 4.4.1 and 5.4.1, 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 Pour déterminer la conformité aux 2.4.2, 3.4, 4.4.2 et 5.4.2, l'aire de l'impulsion ne doit pas dépendre de la fréquence de répétition.

C.2.4 Pour déterminer la conformité aux 2.4 3.4, 4.4 et 5.4, 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:

- a) 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;
- b) 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.

STANDARDS1ISO.COM : Click to view the full PDF of CISPR 16-1:1993

Withdrawn

C.2.3 For determining compliance with 2.4.2, 3.4, 4.4.2 and 5.4.2 the impulse area shall not depend on their repetition frequency.

C.2.4 For determining compliance with 2.4, 3.4, 4.4 and 5.4 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.

STANDARDSISO.COM : Click to view the full PDF of CISPR 16-1:1993

Withdrawn

**Annexe D**  
(normative)

**Influence des caractéristiques du récepteur de mesure  
de quasi-crête sur sa réponse aux impulsions**  
(Paragraphe 2.4.2)

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.

STANDARDSISO.COM : Click to view the full text of the standard  
Withstand.com

**Annex D**  
(normative)

**Influence of the quasi-peak measuring receiver characteristics  
upon its pulse response**  
(subclause 2.4.2)

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.

STANDARDS ISO.COM : Click to view the full text of CISPR 16-1:1993

## Annexe E (normative)

### Réponse des détecteurs de valeurs moyennes et de crête (paragraphe 4.2.1)

#### 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

$\nu$  et  $\tau$  sont respectivement l'amplitude et la durée d'une impulsion rectangulaire telle que  $B_{\text{imp}} \tau \ll 1$ , 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.

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:

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

où

$A(t)_{\text{max}}$  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.

\* «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 4.2.1)

#### 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:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} A(t) dt = 2\nu\tau G_0$$

where

$\nu$  and  $\tau$  are the amplitude and duration of a rectangular pulse for which  $B_{imp}\tau \ll 1$  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.

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  $2\nu\tau G_0 n$ .

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:

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

where

$A(t)_{max}$  is the peak envelope output of the intermediate-frequency stages with a unit impulse applied.

\* "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.

En tenant compte du raisonnement qui a conduit à la relation (17) (annexe A), on a:

$$B_{\text{imp}} = (0,944/2) \omega_0 = 1,05 B_6 \text{ ou } 1,31 B_3$$

où

$B_6$  et  $B_3$  sont définis en 1.1.

Dans le cas de circuits accordés d'autres types, on peut estimer la valeur du rapport de  $B_{\text{imp}}$  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  $\mu$ Vs.

En conséquence, à partir de l'article A.5 de l'annexe A, le rapport de  $(v\tau)_{\text{moy}}$  à  $(v\tau)_{\text{qc}}$  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:

$$(v\tau)_{\text{moy}}/(v\tau)_{\text{qc}} = 32,9 \text{ dB}$$

pour la gamme de fréquences de 30 MHz à 1 000 MHz:

$$(v\tau)_{\text{moy}}/(v\tau)_{\text{qc}} = 50,1 \text{ dB}$$

Ces résultats supposent une réserve de linéarité appropriée à la fréquence de répétition utilisée et que les bandes passantes utilisées correspondent à celles de la Section 1. 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.

From the work leading to equation (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 1.1.

For other types of tuned circuits, the ratio of  $B_{\text{imp}}$  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  $\mu$ 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 Section 1. 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.

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 x 10<sup>6</sup> dans la gamme de fréquences de 0,15 MHz à 30 MHz,
- 1,67 x 10<sup>7</sup> dans la gamme de fréquences de 30 MHz à 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:

$$1,4/B_{imp} \text{ (mVs)} \text{ (} B_{imp} \text{ est exprimé en Hz)}$$

Pour les bandes passantes à 6 dB spécifiées dans le tableau 1 (2.2), les valeurs de *B<sub>imp</sub>* obtenues sont égales à 1,05*B<sub>6</sub>* (article E.2). Ces valeurs et les valeurs de l'aire de l'impulsion nécessaire pour un mesureur de crête sont:

Fréquence	<i>IS</i> crête (mVs)	<i>B<sub>imp</sub></i> (Hz)
Bande A	6,67 x 10 <sup>-3</sup>	0,21 x 10 <sup>3</sup>
Bande B	0,148 x 10 <sup>-3</sup>	9,45 x 10 <sup>3</sup>
Bandes C et D	0,011 x 10 <sup>-3</sup>	126 x 10 <sup>3</sup>

En conséquence, en utilisant les valeurs données en a) du tableau 2 (en 2.4.1) 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)

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 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:

$$1,4/B_{imp} \text{ (mVs)} \quad (B_{imp} \text{ in Hz})$$

From the 6 dB bandwidths specified in table 1 (2.2), 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:

Frequency	$IS$ peak (mVs)	$B_{imp}$ (Hz)
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	$0,011 \times 10^{-3}$	$126 \times 10^3$

Therefore, using the values given as a) in table 2 (in 2.4.1) 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 (article 11)

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 $\Omega$
R2	10 $\Omega$
R3	1 000 $\Omega$
R4	50 $\Omega$
R5	50 $\Omega$ (impédance d'entrée du récepteur de mesure)
C1	8 $\mu\text{F}$
C2	4 $\mu\text{F}$
C3	0,25 $\mu\text{F}$
L1	50 $\mu\text{H}$
L2	250 $\mu\text{H}$

## Annex F (normative)

### Artificial mains networks (clause 11)

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 $\Omega$ /50 $\mu$ H + 5 $\Omega$ 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  $\Omega$ /50  $\mu$ H + 5  $\Omega$  network

Component	Value
R1	5 $\Omega$
R2	10 $\Omega$
R3	1 000 $\Omega$
R4	50 $\Omega$
R5	50 $\Omega$ (input impedance of the measuring receiver)
C1	8 $\mu$ F
C2	4 $\mu$ F
C3	0,25 $\mu$ F
L1	50 $\mu$ H
L2	250 $\mu$ H

Aux fréquences les plus faibles de la gamme de 9 kHz à 150 kHz, l'impédance du condensateur de 0,25  $\mu\text{F}$ , 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  $\Omega$ /50  $\mu\text{H}$ , spécifié en 11.3.

### F.3 Exemple de réseau fictif en V 50 $\Omega$ /50 $\mu\text{H}$

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  $\Omega$ /50  $\mu\text{H}$

Composant	Valeur
R1	1 000 $\Omega$
R2	50 $\Omega$
R3	0 $\Omega$
R4	50 $\Omega$ (impédance d'entrée du récepteur de mesure)
R5	0 $\Omega$
C1	1 $\mu\text{F}$
C2	0,1 $\mu\text{F}$
L1	50 $\mu\text{H}$

At the lowest frequencies of the range 9 kHz to 150 kHz, the 0,25  $\mu\text{F}$  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  $\Omega$ /50  $\mu\text{H}$  artificial mains V-network specified in 11.3.

### F.3 An example of the 50 $\Omega$ /50 $\mu\text{H}$ 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  $\Omega$ /50  $\mu\text{H}$  network

Component	Value
R1	1 000 $\Omega$
R2	50 $\Omega$
R3	0 $\Omega$
R4	50 $\Omega$ (input impedance of the measuring receiver)
R5	0 $\Omega$
C1	1 $\mu\text{F}$
C2	0,1 $\mu\text{F}$
L1	50 $\mu\text{H}$

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.

#### F.4 Exemples de réseau fictif en V 50 Ω/5 μH + 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 μH + 1 Ω

Composant	Valeur
R1	1 000 Ω
R2	50 Ω
R3	0 Ω
R	50 Ω (impédance d'entrée du récepteur de mesure)
R5	1 Ω
C1	2 μF valeur minimale
C2	0,1 μF
L1	5 μH

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 μF
C2	0,1 μF
L1	valeur permettant d'obtenir l'impédance spécifiée

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 Examples of the 50 $\Omega$ /5 $\mu$ H + 1 $\Omega$ 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  $\Omega$ /5  $\mu$ H + 1  $\Omega$  network

Component	Value
R1	1 000 $\Omega$
R2	50 $\Omega$
R3	0 $\Omega$
R4	50 $\Omega$ (input impedance of the measuring receiver)
R5	1 $\Omega$
C1	2 $\mu$ F (minimum)
C2	0,1 $\mu$ F
L1	5 $\mu$ 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 $\Omega$ 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  $\Omega$  V-network

Component	Value
R1	1 000 $\Omega$
R2	150 $\Omega$
R3	100 $\Omega$
R4	50 $\Omega$ (input impedance of the measuring receiver)
R5	0 $\Omega$
C1	1 $\mu$ F
C2	0,1 $\mu$ 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 μF
L, C	valeur permettant d'obtenir l'impédance spécifiée
<p>NOTES</p> <p>1 On prend comme hypothèse que le rapport du nombre de tours du transformateur symétrique/asymétrique est de 2,5, avec prise médiane.</p> <p>2 Les valeurs des résistances figurant entre parenthèses sont les valeurs préférentielles les plus proches (tolérance ±5 %).</p>	

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 μH.**

**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 μH en dehors du boîtier métallique et de 50 μH 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.

## F.6 Example of the 150 $\Omega$ 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  $\Omega$  delta-network

Components	Values
R1, R2	118,7 (120) $\Omega$
R3, R5	152,9 (150) $\Omega$
R4	390,7 (390) $\Omega$
R6, R7	275,7 (270) $\Omega$
R8, R9	22,8 (22) $\Omega$
R10, R11	107,8 (110) $\Omega$
R12	50 $\Omega$
C1, C2	0,1 $\mu$ F
L, C	suitable values to achieve the specified impedance
NOTES	
1 The turns ratio of the balanced to unbalanced transformer is assumed to be 1:2,5 with center tap.	
2 Resistance values shown in brackets are the nearest preferred values ( $\pm 5$ % 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) $\Omega$
	Asymmetrical	150 (148) $\Omega$

## F.7 An example of a design for an artificial mains network with a 50 $\mu$ 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  $\mu$ H outside the metal case and 50  $\mu$ 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.

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  $\Omega$ . 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.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 x 300 x 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 50  $\Omega$ . 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.

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  $\Omega$  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 *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 x 300 x 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 50  $\Omega$  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.

## 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 (article 16)

#### G.1 Généralités

Le paragraphe 16.6 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  $h_{2\min}$  à  $h_{2\max}$ , 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  $V_{\text{EMPLACEMENT}}$  dans l'équation (1), en 16.6.1.

## Annex G (normative)

### Validation procedure of the open area test site for the frequency range of 30 MHz to 1 000 MHz (clause 16)

#### G.1 General

Subclause 16.6 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  $h_{2\text{min}}$  to  $h_{2\text{max}}$ , 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  $V_{\text{SITE}}$  in equation (1), in 16.6.1.

- 4) Déconnecter les câbles d'émission et de réception de leurs antennes. Connecter ces câbles directement au moyen d'un adaptateur.
- 5) Noter le niveau du signal, câbles d'émission et de réception connectés. Cette valeur est  $V_{\text{DIRECT}}$  dans l'équation (1), en 16.6.1.
- 6) A chaque fréquence et pour chaque polarisation, introduire les valeurs des étapes 3 et 5 dans l'équation (1), en 16.6.1.
- 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  $\Delta AF_{\text{TOT}}$  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  $\pm 4$  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) Disconnect the transmit and receive cables from their antennas. Directly connect these cables with a straight through adapter.
- 5) Record the signal level with the transmit and receive cables connected. This value is  $V_{\text{DIRECT}}$  in equation (1), in 16.6.1.
- 6) At each frequency and for each polarization, enter the values in steps 3 and 5 in equation (1), in 16.6.1.
- 7) Insert the transmit and receive antenna factors at the measurement frequency as shown in equation (1).
- 8) Insert the mutual impedance correction factor  $\Delta AF_{\text{TOT}}$  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  $\pm 4$  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) 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( $\mu$ 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.
- 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  $\pm 4$  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  $\pm 4$  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  $\pm 4$  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

\* Une procédure d'étalonnage est à l'étude.

- 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( $\mu$ 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) 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,  $AF_T$ (dB/m) and  $AF_R$ (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  $\pm 4$  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  $\pm 4$  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  $\pm 4$  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.

---

\* A calibration procedure is under consideration.

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.

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:

$$AF = 20 \lg (2\pi/\lambda) + 10 \lg (73/50) \text{ (dB)} \quad (1)$$

$$= 20 \lg f - 31,9 \text{ dB} \quad (2)$$

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 (2) devient donc:

$$AF = 20 \lg f - 31,4 \text{ (dB)} \quad (3)$$

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.

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 Ω system, i.e. the signal generator and measuring receiver have an impedance of 50 Ω and the radiation impedances of the transmitting and receiving antennas are balanced and matched via a balun.

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:

$$AF = 20 \lg (2\pi/\lambda) + 10 \lg (73/50) \text{ (dB)} \quad (1)$$

$$= 20 \lg f - 31,9 \text{ dB} \quad (2)$$

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 (2) becomes

$$AF = 20 \lg f - 31,4 \text{ (dB)} \quad (3)$$

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.

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.

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.

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.

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

(Géométries 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
<p>** 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.</p>			

Table G.2 – Normalized site attenuation

(Recommended geometries for tuned half-wave dipoles, horizontal polarization)

Polarization	Horizontal	Horizontal	Horizontal
$R$ (m)	3**	10	30
$h_1$ (m)	2	2	2
$h_2$ (m)	1 to 4	1 to 4	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

Tableau G.4 – Facteurs de correction d'impédance mutuelle

(Pour les doublets demi-onde accordés, à polarisation horizontale espacés de 3 m)

$\Delta AF_{TOT}$ – Correction des facteurs d'antenne en dB	
Géométrie: $R = 3 \text{ m}$ , $h_1 = 2 \text{ m}$ , $h_2 = 1 \text{ à } 4 \text{ m}$	
$f_m$ (MHz)	Paire de doublets résonnants
30	3,1
35	4,0
40	4,1
45	3,3
50	2,8
60	1,0
70	-0,4
80	-1,0
90	-1,0
100	-1,2
120	-0,4
125	-0,2
140	-0,1
150	-0,9
160	-1,5
175	-1,8
180	-1,0
200	0,1

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

Table G.4 – Mutual impedance correction factors

(For horizontally polarized tuned half-wave dipoles spaced 3 m apart)

$\Delta AF_{TOT}$ – Antenna factor correction in dB Geometry: $R = 3\text{ m}$ , $h_1 = 2\text{ m}$ , $h_2 = 1\text{ to }4\text{ m}$	
$f_m$ (MHz)	Pair of resonant dipoles
30	3,1
35	4,0
40	4,1
45	3,3
50	2,8
60	1,0
70	-0,4
80	-1,0
90	-1,0
100	-1,2
120	-0,4
125	-0,2
140	-0,1
150	-0,9
160	-1,5
175	-1,8
180	-1,0
200	0,1

## Annexe H (normative)

### Etalonnage de la pince absorbante (article 13)

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  $\Omega$  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 x 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  $\Omega$  à l'autre extrémité du connecteur au travers d'un atténuateur 10 dB, 50  $\Omega$ , et un récepteur de mesure ayant une impédance d'entrée résistive de 50  $\Omega$  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 de 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  $\Omega$ . 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 (clause 13)

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( $\mu$ 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 ( $\mu$ 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  $\Omega$  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.

STANDARDSISO.COM : Click to view the full PDF of CISPR 16-1:1993

Without a doubt

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( $\mu$ 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( $\mu$ 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  $\Omega$  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.

STANDARDSISO.COM : Click to view the full PDF of CISPR 16-1:1993

Without watermark

## Annexe J (informative)

### Construction, gamme de fréquences et étalonnage des sondes de courant

(article 12)

#### J.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  $1 \Omega$ . 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  $50 \Omega$ . 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  $50 \Omega$ ) 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  $1 \mu\text{V}$  à une sonde de courant dont l'impédance de transfert est de  $10 \Omega$ , le courant perturbateur mesurable minimal sera de  $0,1 \mu\text{A}$ . Par contre, si l'on associe un récepteur de sensibilité  $10 \mu\text{V}$  à une sonde de courant dont l'impédance de transfert est de  $1 \Omega$ , le courant détectable minimal est de  $10 \mu\text{A}$ . On constate donc que pour obtenir une sensibilité maximale il faut s'efforcer d'avoir une impédance de transfert aussi élevée que possible.

## Annex J (Informative)

### Construction, frequency range, and calibration of current probes (clause 12)

#### J.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  $1 \Omega$  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  $50 \Omega$  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  $50 \Omega$  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 ( $\Omega$ ). For instance, if a one microvolt ( $1 \mu\text{V}$ ) receiver and a current probe with a transfer impedance of  $10 \Omega$  are used, then the minimum measurable disturbance current is  $0,1 \mu\text{A}$ . However, if a  $10 \mu\text{V}$  receiver and a current probe with a transfer impedance of  $1 \Omega$  are used, then the minimum measurable current is  $10 \mu\text{A}$ . To obtain maximum sensitivity, the transfer impedance should be as high as possible.

L'impédance de transfert ( $Z_T$ ) est souvent exprimée en décibels (dB) par rapport à 1  $\Omega$ . C'est là une unité pratique analogue à celle utilisée généralement en mesure de perturbations, comme les décibels par rapport à 1  $\mu\text{V}$  ou à 1  $\mu\text{A}$  ( $Z_T$  en décibels par rapport à 1  $\Omega$  est équivalent à  $20 \lg Z_T$ ).

## J.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  $\Omega$ );

$C$  est la capacité répartie du secondaire;

$\omega$  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.

## J.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  $\Omega$ , l'impédance d'insertion est d'environ 1  $\Omega$ . Lorsque la combinaison des impédances de source et de charge du circuit à mesurer est supérieure à 1  $\Omega$ , 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.

\* MIT Staff: «*Magnetic Circuits and Transformers*», John Wiley & Sons, Inc., New York, N.Y., 1947

The transfer impedance  $Z_T$  is often expressed in terms of decibels (dB) above 1  $\Omega$ . This is a convenient unit in reference to the more general disturbance units of decibels above 1  $\mu\text{V}$  or 1  $\mu\text{A}$  ( $Z_T$  in terms of decibels above one  $\Omega$  is taken as  $20 \log Z_T$ ).

## J.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:

$$\text{High-frequency case: } Z_T = \frac{\omega M}{[(\omega L/R_L)^2 + (\omega^2 LC - 1)^2]^{1/2}}$$

$$\text{Mid-frequency case: } Z_T = MR_L/L, \quad \text{when } (\omega^2 LC = 1)$$

$$\text{Low frequency case: } Z_T = \frac{\omega M}{[(\omega L/R_L)^2 + 1]^{1/2}}$$

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  $\Omega$ );

$C$  is the distributed capacitance of secondary;

$\omega$  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.

## J.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  $\Omega$  load, typically the insertion impedance is approximately 1  $\Omega$ . As long as the combination of source and load impedances of the circuit to be measured is greater than 1  $\Omega$  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.

\* MIT Staff: *Magnetic Circuits and Transformers*, John Wiley & Sons, Inc., New York, N.Y., 1947

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.

#### J.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.

#### J.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.

##### J.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:

$$\begin{aligned} I_1 &= I_C + I_D \\ I_2 &= I_C - I_D \\ 2 I_C &= I_1 + I_2 \\ I_D &= I_1 - I_2 \end{aligned}$$

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.

#### J.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.

#### J.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.

##### J.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:

$$\begin{aligned} I_1 &= I_C + I_D \\ I_2 &= I_C - I_D \\ 2 I_C &= I_1 + I_2 \\ I_D &= I_1 - I_2 \end{aligned}$$

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).

### J.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 mm<sup>2</sup>) 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.

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.

### J.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).

### J.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:

$$k = V_1 - V_2 - 34$$

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).

### J.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 mm<sup>2</sup>), 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.

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.

### J.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).

## J.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:

$$k = V_1 - V_2 - 34$$

où

$k$  est l'admittance de transfert en dB(S);

$V_1$  est la tension RF sur la ligne coaxiale, en dB( $\mu$ V);

$V_2$  est la tension RF en sortie de la sonde, en dB( $\mu$ V);

le facteur 34 est lié à l'impédance de la charge (50  $\Omega$ ).

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( $\mu$ A), et

$V_2$  est en dB( $\mu$ V)

$k$  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.

where

$k$  is the transfer admittance in dB(S);

$V_1$  is the RF voltage on the coaxial line in dB( $\mu$ V);

$V_2$  is the RF output voltage of the probe in dB( $\mu$ V);

the factor 34 is related to the 50  $\Omega$  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( $\mu$ A), and

$V_2$  is in dB( $\mu$ 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.

STANDARDS150.COM : Click to view the full PDF of CISPR 16-1:1993

Without a doubt

## Annexe K (informative)

### Construction de la pince absorbante (article 13)

#### *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 13.2 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 K (informative)

### Construction of the absorbing clamp (clause 13)

#### *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 13.2 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 L (informative)

### Détails de construction des emplacements d'essai en espace libre dans la gamme de fréquences 30 MHz à 1 000 MHz (article 16)

#### L.1 Généralités

Les paragraphes 16 à 16.5 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 16.6.

#### L.2 Construction du plan de sol

##### L.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 un dixième 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.

##### L.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 16.6 pour déterminer si la rugosité est acceptable.

#### L.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 L (informative)

### Construction details for open area test sites in the frequency range of 30 MHz to 1 000 MHz

(clause 16)

#### L.1 General

Subclauses 16.0 through 16.5 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 16.6.

#### L.2 Ground plane construction

##### L.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.

##### L.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 16.6 shall be performed to determine whether the roughness is acceptable.

#### L.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.

## L.4 Construction de l'enceinte de protection contre les intempéries

### L.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 composants 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.

### L.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.

### L.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.

### L.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.

## L.4 Weather protection enclosure construction

### L.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.

### L.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.

### L.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.

### L.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.

### L.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.

### L.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.

## L.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.

## L.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 meters, 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 M**  
(informative)

**Base pour le critère de 4 dB pour l'acceptabilité de l'emplacement**  
(article 16)

**M.1 Généralités**

La présente annexe donne la base du critère d'acceptabilité de  $\pm 4$  dB pour les mesures d'affaiblissement normalisé de l'emplacement, prescrite en 16.6.

**M.2 Analyse des erreurs**

L'analyse des erreurs dans le tableau M s'applique aux méthodes de mesure d'affaiblissement normalisé de l'emplacement données au 16.6. Les erreurs totales estimées sont la base du critère de  $\pm 4$  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 M 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 M – Bilan d'erreur

Cause d'erreur	Méthode de mesure	
	Méthode discrète dB	Méthode par balayage de fréquence dB
Facteur d'antenne (émission)*	$\pm 1$	$\pm 1$
Facteur d'antenne (réception)*	$\pm 1$	$\pm 1$
Voltmètre	0	$\pm 1,6^{**}$
Affaiblisseur	$\pm 1$	0
Imperfections de l'emplacement	$\pm 1$	$\pm 1$
Totaux	$\pm 4$	$\pm 4,6$

\* Aux fréquences supérieures à 800 MHz, les erreurs de facteur d'antenne peuvent approcher  $\pm 1,5$  dB.  
\*\* Extrait du manuel d'utilisation.

## Annex M (informative)

### Basis for 4 dB site acceptability criterion (clause 16)

#### M.1 General

This annex shows the basis for the acceptability criterion of  $\pm 4$  dB for the normalized site attenuation measurements required in 16.6.

#### M.2 Error analysis

The error analysis in table M applies to the normalized site attenuation measurement methods given in 16.6. The total estimated errors are the basis for the  $\pm 4$  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 M 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 M – Error budget

Error item	Measurement method	
	Discrete method	Sweep frequency method
	dB	dB
Antenna factor (Tx)*	$\pm 1$	$\pm 1$
Antenna factor (Rx)*	$\pm 1$	$\pm 1$
Voltmeter	0	$\pm 1,6^{**}$
Attenuator	$\pm 1$	0
Site imperfections	$\pm 1$	$\pm 1$
Totals	$\pm 4$	$\pm 4,6$
<p>* At frequencies above 800 MHz, AF errors may approach <math>\pm 1,5</math> dB</p> <p>** From the operating instructions.</p>		

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 M.

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  $\pm 4$  dB, tout en présentant une variation d'anomalie de l'emplacement supérieure à  $\pm 1$  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 M.

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  $\pm 4$  dB criterion for a well constructed and located site may actually allow more than  $\pm 1$  dB site anomaly variation from ideal.

## Annexe N (informative)

### Construction des boîtiers de couplage pour injection de courant dans la gamme de fréquences de 0,15 MHz à 30 MHz

(Article 18)

#### N.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  $\mu$ H.

Construction de l'inductance de 280  $\mu$ 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.

#### N.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  $\mu$ H chacune et  $C_1 = 0,1 \mu$ F et  $C_2 = 0,47 \mu$ F.

Construction de l'inductance de 560  $\mu$ 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.

#### N.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  $\mu$ H chacune et  $C_1 = 47$  nF et  $C_2 = 0,22 \mu$ F.

Construction de l'inductance de 560  $\mu$ 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.

## Annex N (informative)

### Construction of the coupling units for current injection for the frequency range 0,15 MHz to 30 MHz (clause 18)

#### N.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  $\mu\text{H}$ .

Construction of the 280  $\mu\text{H}$  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.

#### N.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  $\mu\text{H}$  each, and  $C_1 = 0,1 \mu\text{F}$  and  $C_2 = 0,47 \mu\text{F}$ .

Construction of the 560  $\mu\text{H}$  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.

#### N.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  $\mu\text{H}$  each and  $C_1 = 47 \text{ nF}$  and  $C_2 = 0,22 \mu\text{F}$ .

Construction of each 560  $\mu\text{H}$  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 - Caractéristiques du matériau ferrite magnétique de type 4C6:

Perméabilité relative initiale	$\mu_i$	= 120
Facteur de perte	$\text{tg}\delta/\mu_i$	< 40 à 2 MHz, < 100 à 10 MHz
Résistivité	$\rho$	= 10 k $\Omega$ m

#### N.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  $\mu$ H décrite au paragraphe N.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 N.1 peut être utilisé dans ce cas, si les deux câbles de signaux stéréophoniques de l'appareil en essai sont connectés ensemble.

#### N.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  $\mu$ H construites tel qu'indiqué au paragraphe N.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.

NOTE - Characteristics of magnetic ferrite type 4C6:

Relative initial permeability	$\mu_i$	= 120
Loss factor	$\text{tg}\delta/\mu_i$	< 40 at 2 MHz, < 100 at 10 MHz
Resistivity	$\rho$	= 10 k $\Omega$ m

#### N.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  $\mu$ H inductor described in N.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 N.1 may be used for this purpose, if the two stereo signal cables of the equipment under test are connected together.

#### N.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  $\mu$ H inductors constructed as described in N.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 P (informative)

### Principe de fonctionnement et exemples de boîtiers de couplage pour les mesures d'immunité aux courants conduits

(article 18)

#### P.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.

#### P.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:

## Annex P (informative)

### Principle of operation and examples of coupling units for conducted current immunity measurements

(clause 18)

#### P.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.

#### P.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: 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).

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 résistance 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  $1,5 \text{ MHz}$  à  $150 \text{ MHz}$ . Pour la gamme de fréquences de  $0,15 \text{ MHz}$  à  $30 \text{ MHz}$ , les valeurs d'inductance sont de  $280 \mu\text{H}$  ou deux fois  $560 \mu\text{H}$  en parallèle respectivement. L'annexe N 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 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:** 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 x 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 x 560  $\mu\text{H}$  in parallel respectively. Annex N 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.

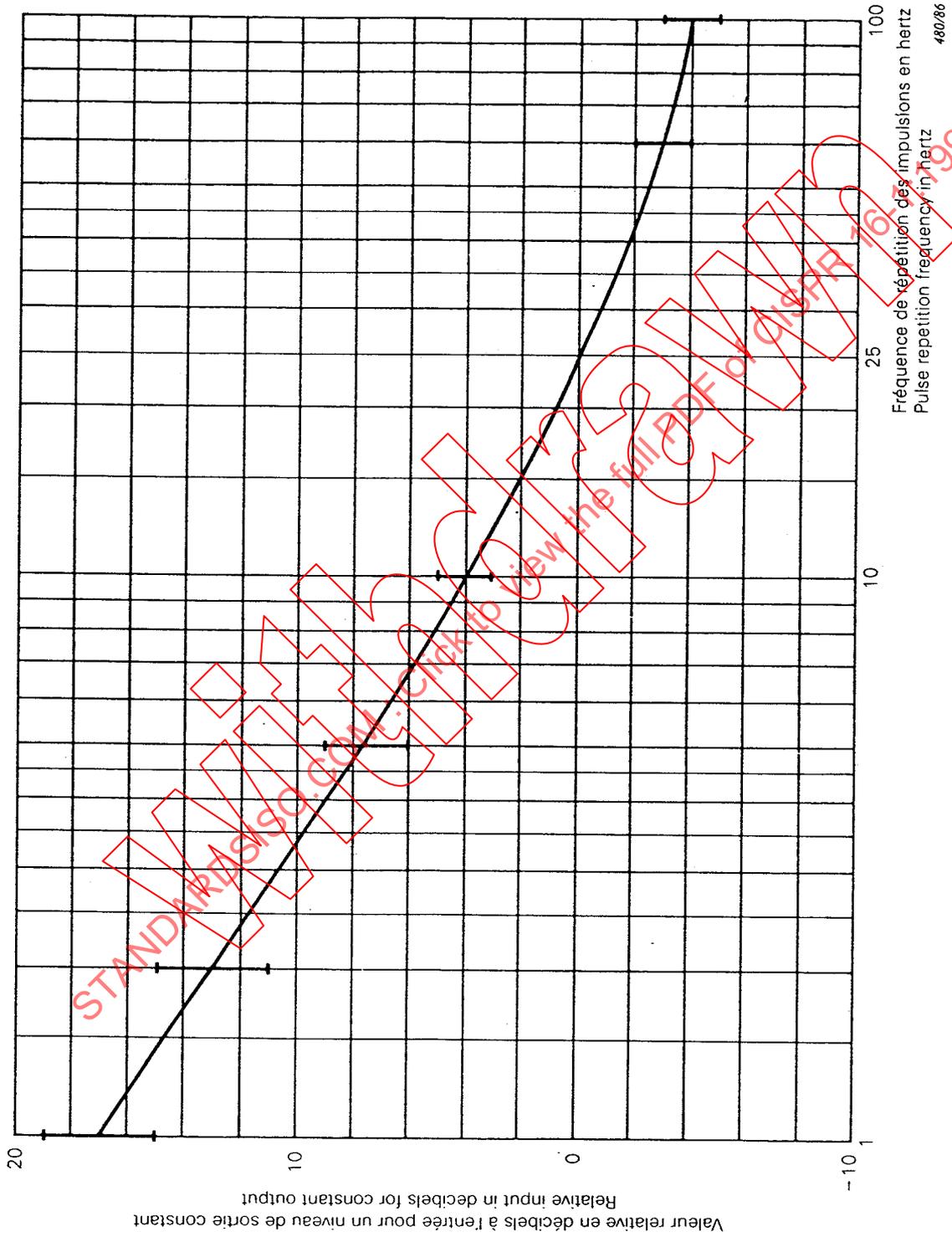


Figure 1a – Courbe de réponse aux impulsions (paragraphe 2.4.2) (Bande A)  
Pulse response curve (subclause 2.4.2) (Band A)

Valeur relative en décibels à l'entrée pour un niveau de sortie constant  
Relative input in decibels for constant output

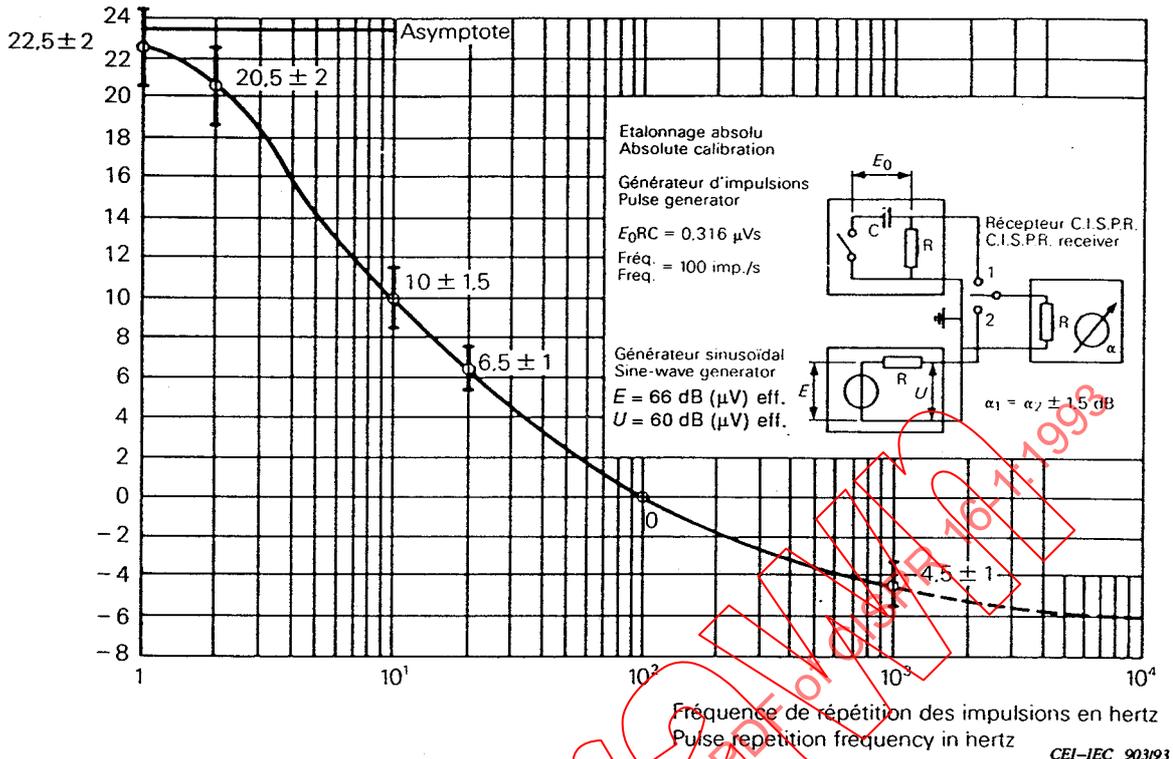


Figure 1b – Courbe de réponse aux impulsions (paragraphe 2.4.2) (Bande B)  
Pulse response curve (subclause 2.4.2) (Band B)

Valeur relative en décibels à l'entrée pour un niveau de sortie constant  
Relative input in decibels for constant output

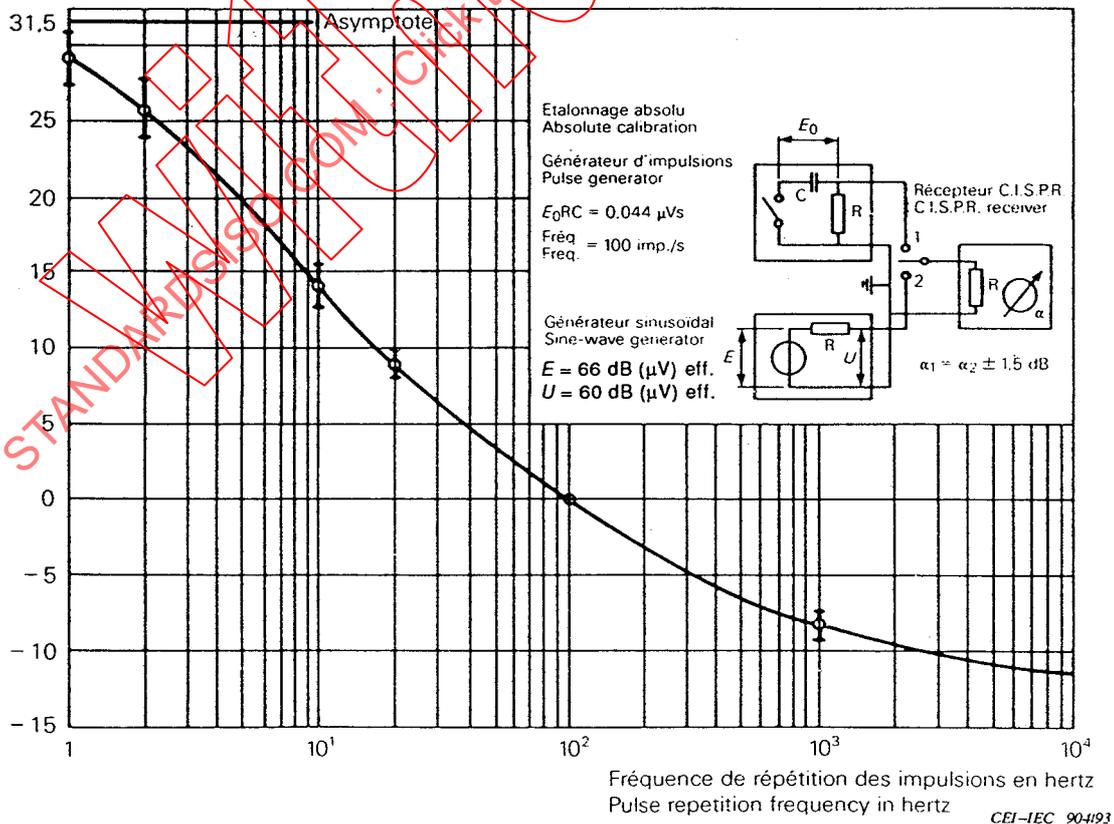


Figure 1c – Courbe de réponse aux impulsions (paragraphe 2.4.2) (Bandes C et D)  
Pulse response curve (subclause 2.4.2) (Bands C and D)