

COMMISSION ÉLECTROTECHNIQUE INTERNATIONALE
COMITÉ INTERNATIONAL SPÉCIAL DES PERTURBATIONS RADIOÉLECTRIQUES

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION
INTERNATIONAL SPECIAL COMMITTEE ON RADIO INTERFERENCE

C.I.S.P.R.

Publication 16
Première édition — First edition
1977

**Spécification du C.I.S.P.R. pour les appareils et les méthodes de mesure
des perturbations radioélectriques**

**C.I.S.P.R. specification for radio interference measuring apparatus
and measurement methods**



Droits de reproduction réservés — Copyright - all rights reserved

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

Révision de la présente publication

Le contenu technique des publications de la CEI et du C.I.S.P.R. est constamment revu par la CEI et par le C.I.S.P.R., afin d'assurer qu'il reflète bien l'état actuel de la technique.

Les 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**
- **Rapport d'activité de la CEI**
Publié annuellement
- **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 Publication 50 de la CEI: Vocabulaire Electrotechnique International (V.E.I.), 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 V.E.I. peuvent être obtenus sur demande.

Pour les termes concernant les perturbations radioélectriques, voir le chapitre 902.

Symboles graphiques et littéraux

Seuls les symboles graphiques et littéraux spéciaux sont inclus dans la présente publication.

Le recueil complet des symboles graphiques approuvés par la CEI fait l'objet de la Publication 117 de la CEI.

Les symboles littéraux et autres signes approuvés par la CEI font l'objet de la Publication 27 de la CEI.

Autres publications du C.I.S.P.R.

L'attention du lecteur est attirée sur la page 3 de la couverture, qui énumère les autres publications du C.I.S.P.R.

Revision of this publication

The technical content of IEC and C.I.S.P.R. publications is kept under constant review by the IEC and the C.I.S.P.R., thus ensuring that the content reflects current technology.

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

- **IEC Bulletin**
- **Report on IEC Activities**
Published yearly
- **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 Publication 50: International Electrotechnical Vocabulary (I.E.V.), 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 I.E.V. will be supplied on request.

For terms on radio interference, see Chapter 902.

Graphical and letter symbols

Only special graphical and letter symbols are included in this publication.

The complete series of graphical symbols approved by the IEC is given in IEC Publication 117.

Letter symbols and other signs approved by the IEC are contained in IEC Publication 27.

Other C.I.S.P.R. publications

The attention of readers is drawn to the inside of the back cover, which lists other C.I.S.P.R. publications.

COMMISSION ÉLECTROTECHNIQUE INTERNATIONALE
COMITÉ INTERNATIONAL SPÉCIAL DES PERTURBATIONS RADIOÉLECTRIQUES

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION
INTERNATIONAL SPECIAL COMMITTEE ON RADIO INTERFERENCE

C.I.S.P.R.

Publication 16
Première édition — First edition
1977

**Spécification du C.I.S.P.R. pour les appareils et les méthodes de mesure
des perturbations radioélectriques**

**C.I.S.P.R. specification for radio interference measuring apparatus
and measurement methods**

Descripteurs: appareils de mesure,
perturbations radioélectriques
définitions, description,
perturbations des
fréquences acoustiques.

Descriptors: radio interference,
measuring apparatus,
definitions, description,
audio-frequency interference.



Droits de reproduction réservés — Copyright - all rights reserved

Aucune partie de cette publication ne peut être reproduite ni utilisée sous quelque forme que ce soit et par aucun procédé, électronique ou mécanique, y compris la photocopie et les microfilms, sans l'accord écrit de l'éditeur.

No part of this publication may be reproduced or utilized in any form or by any means, electronic or mechanical, including photocopying and microfilm, without permission in writing from the publisher.

Bureau Central de la Commission Electrotechnique Internationale

1, rue de Varembe
Genève, Suisse

SOMMAIRE

	Pages
PRÉAMBULE	8
PRÉFACE	8
INTRODUCTION	12
DOMAINE D'APPLICATION	16

SECTION UN — APPAREIL DE MESURE

Articles

1. Caractéristiques fondamentales	18
2. Réponse normale de l'appareil de mesure aux impulsions	18
2.1 Correspondance en amplitude	18
2.2 Variation avec la fréquence de répétition	20
3. Sélectivité	20
3.1 Sélectivité globale (bande passante)	20
3.2 Sélectivité vis-à-vis de la fréquence intermédiaire	22
3.3 Sélectivité vis-à-vis de la fréquence image	22
3.4 Sélectivité vis-à-vis d'autres signaux indésirables	22
4. Limitation des effets d'intermodulation	22
5. Limitation du bruit de fond et des signaux brouilleurs endogènes	24
5.1 Bruit aléatoire	24
5.2 Onde entretenue (bande D seulement)	24
6. Blindage	24
6.1 Bande A	24
6.2 Bandes B, C et D	24
7. Précision de l'appareil de mesure	24
7.1 Mesure de tension	24
7.2 Mesure de champ	24

SECTION DEUX — MESURE DES PERTURBATIONS RADIOÉLECTRIQUES PAR CONDUCTION

8. Réseau fictif	26
8.1 Généralités	26
8.2 Montage et impédance pour la bande A	26
8.3 Montage et impédances pour la bande B	26
8.4 Montage et impédances pour la bande C	28
8.5 Découplage	28
8.6 Liaison entre le réseau fictif et l'appareil de mesure	28
9. Mesure des tensions perturbatrices	30
9.1 Réduction des perturbations non produites par l'appareil en essai	30
9.2 Disposition des appareils et de leur connexion au réseau fictif	30
10. Mesures des courants perturbateurs (10 kHz à 150 kHz)	32
10.1 Introduction	32
10.2 Caractéristiques	32
11. Mesure du pouvoir perturbateur des appareils alimentés par le réseau (30 MHz à 300 MHz)	32
11.1 Généralités	32
11.2 Mode opératoire	34
11.3 Etalonnage	34
11.4 Mesure de l'impédance	34

SECTION TROIS — MESURE DU RAYONNEMENT PERTURBATEUR

12. Généralités	36
13. Types d'antennes	36
13.1 Gamme de fréquences de 10 kHz à 150 kHz	36
13.2 Gamme de fréquences de 150 kHz à 30 MHz	36
13.3 Gamme de fréquences de 30 MHz à 300 MHz	38
13.4 Gamme de fréquences de 300 MHz à 1000 MHz	38
14. Distances de mesure	40
15. Emplacement d'essai	40
15.1 Disposition des appareils et de leur connexion au réseau	40
16. Modalités d'exécution des essais	42
16.1 Détermination de la valeur du champ dans la direction du rayonnement maximal	42
16.2 Essai en espace libre (à grande distance de l'appareil en essai)	42
16.3 Essais sur installation	42
16.4 Méthodes de mesure de la puissance rayonnée par les appareils à batteries incorporées (30 MHz à 300 MHz)	42

CONTENTS

FOREWORD	Page 9
PREFACE	9
INTRODUCTION	13
SCOPE	17

SECTION ONE – MEASURING APPARATUS

Clause		
1. Fundamental characteristics		19
2. Normal response of measuring apparatus to pulses		19
2.1 Amplitude relationship		19
2.2 Variation with repetition frequency		21
3. Selectivity		21
3.1 Overall selectivity (passband)		21
3.2 Intermediate-frequency rejection ratio		23
3.3 Image frequency rejection ratio		23
3.4 Other spurious responses		23
4. Limitation of intermodulation effects		23
5. Limitation of background noise and internally generated spurious signals		25
5.1 Random noise		25
5.2 Continuous wave (Band D only)		25
6. Screening		25
6.1 Band A		25
6.2 Bands B, C and D		25
7. Accuracy of measuring apparatus		25
7.1 Voltage measurement		25
7.2 Field-strength measurement		25

SECTION TWO – CONDUCTION MEASUREMENTS OF RADIO INTERFERENCE

8. Artificial mains network		27
8.1 General		27
8.2 Arrangement and impedance for Band A		27
8.3 Arrangement and impedances for Band B		27
8.4 Arrangement and impedances for Band C		29
8.5 Isolation		29
8.6 Connection between artificial mains network and the measuring apparatus		29
9. Measurements of radio-interference voltages		31
9.1 Reduction of interference not produced by the device under test		31
9.2 Disposition of devices and their connection to the artificial mains network		31
10. Measurement of radio-interference current (10 kHz to 150 kHz)		33
10.1 Introduction		33
10.2 Characteristics		33
11. Methods of measurement of interference power from mains-operated devices (30 MHz to 300 MHz)		33
11.1 General		33
11.2 Measurement procedure		35
11.3 Calibration		35
11.4 Impedance measurement		35

SECTION THREE – RADIATION MEASUREMENT OF RADIO INTERFERENCE

12. General		37
13. Types of aerials		37
13.1 Frequency range 10 kHz to 150 kHz		37
13.2 Frequency range 150 kHz to 30 MHz		37
13.3 Frequency range 30 MHz to 300 MHz		39
13.4 Frequency range 300 MHz to 1000 MHz		39
14. Distances of measurement		41
15. Test site		41
15.1 Disposition of devices and their connection to the mains		41
16. Test procedure		43
16.1 Determination of field strength in direction of maximum radiation		43
16.2 Open-space tests (remote from test device)		43
16.3 Tests on installation		43
16.4 Methods of measurement of radiated power from devices with built-in batteries (30 MHz to 300 MHz)		43

Articles	SECTION QUATRE – MÉTHODES DE MESURE DE DIFFÉRENTS TYPES DE DISPOSITIFS ET SYSTÈMES PERTURBATEURS	Pages
17.	Appareils à usages domestiques (récepteurs de radiodiffusion et de télévision exclus)	44
17.1	Mesure des tensions perturbatrices (0,15 MHz à 30 MHz)	44
17.2	Mesure des intensités perturbatrices (10 kHz à 150 kHz)	44
17.3	Mesure des puissances perturbatrices (30 MHz à 300 MHz)	44
17.4	Mesure des champs perturbateurs	46
18.	Récepteurs de radiophonie et de télévision	46
19.	Équipements industriels, scientifiques et médicaux (ISM) à fréquences radioélectriques	46
19.1	Appareil de mesure (0,15 MHz à 1000 MHz)	46
19.2	Méthodes de mesure	46
20.	Systèmes d'allumage de véhicules à moteur et autres engins	46
21.	Réseaux de transmission d'énergie à haute tension	48
21.1	Fréquence de mesure	48
21.2	Mesures de tensions (courants) perturbateurs des équipements de ligne	48
21.3	Mesure des champs perturbateurs (sur lignes aériennes)	50
SECTION CINQ – APPAREILS DE MESURE DES PERTURBATIONS RADIOÉLECTRIQUES COMPORTANT UN DÉTECTEUR AUTRE QU'UN DÉTECTEUR DE QUASI-CRÊTE		
22.	Détecteur quadratique	56
22.1	Introduction	56
22.2	Caractéristiques fondamentales	56
22.3	Réponse normale d'un appareil de mesure aux impulsions	58
23.	Détecteur de valeur moyenne	58
23.1	Caractéristiques fondamentales	58
23.2	Réponse normale aux impulsions d'un appareil de mesure	60
24.	Détecteurs de crête	60
24.1	Introduction	60
24.2	Caractéristiques fondamentales	62
24.3	Réponse normale aux impulsions	62
SECTION SIX – MESURE DES PERTURBATIONS À FRÉQUENCES ACOUSTIQUES		
25.	Introduction	62
26.	Caractéristiques fondamentales	64
26.1	Impédance d'entrée	64
26.2	Etendue de mesure	64
26.3	Réseau filtrant (pondération en fonction de la fréquence) (ondes entretenues)	64
26.4	Voltmètre de quasi-crête	64
26.5	Voltmètre de valeur efficace	66
26.6	Symétrie (aux bornes de l'entrée à 600 Ω)	66
26.7	Erreur d'étalonnage	66
26.8	Insensibilité aux perturbations dues aux champs magnétiques alternatifs à la fréquence d'alimentation	66
27.	Conditions particulières	66
27.1	Utilisation comme voltmètre de quasi-crête	66
27.2	Utilisation comme voltmètre de valeur efficace	68
SECTION SEPT – MESURE DES PERTURBATIONS DUES AUX COMMUTATIONS		
28.	Introduction	68
29.	Mesure de la durée des perturbations inférieures à 10 ms	68
30.	Analysateur des perturbations pour l'estimation automatique des perturbations produites par des opérations de commutation	70
SECTION HUIT – MESURE DE L'EFFICACITÉ D'ÉCRAN DES CÂBLES COAXIAUX À UNE OU DEUX TRESSÉS DANS LA GAMME DES ONDES MÉTRIQUES		
31.	Introduction	70
32.	Méthode de la pince absorbante	72
32.1	Dispositif d'essai	72
32.2	Définition de l'efficacité d'écran	72
32.3	Précautions à prendre pour les mesures sur les câbles à double écran	72
33.	Méthode de rayonnement	74
33.1	Dispositif d'essai	74
33.2	Définition de l'efficacité d'écran	74
33.3	Précautions à prendre pour les mesures sur les câbles à blindage multiple	74
33.4	Corrélation entre l'efficacité d'écran et l'impédance de transfert de surface	74

Clause	SECTION FOUR – METHODS OF MEASUREMENT OF VARIOUS TYPES OF INTERFERENCE-PRODUCING DEVICES AND SYSTEMS	Page
17.	Domestic appliances (excluding radio and television receivers)	45
17.1	Measurement of interference-producing voltages (0.15 MHz to 30 MHz)	45
17.2	Measurement of interference-producing current (10 kHz to 150 kHz)	45
17.3	Measurement of interference-producing power (30 MHz to 300 MHz)	45
17.4	Measurement of interference-producing fields	47
18.	Radio and television receivers	47
19.	Industrial, scientific and medical (ISM) radio-frequency equipment	47
19.1	Measuring apparatus (0.15 MHz to 1000 MHz)	47
19.2	Methods of measurement	47
20.	Ignition systems of motor vehicles and other devices	47
21.	Measurement of high-voltage transmission systems	49
21.1	Measurement frequency	49
21.2	Noise voltage (current) measurement for line equipment	49
21.3	Radiation measurements (on overhead lines)	51
	SECTION FIVE – RADIO INTERFERENCE MEASURING APPARATUS HAVING DETECTORS OTHER THAN QUASI-PEAK	
22.	R.M.S. detector	57
22.1	Introduction	57
22.2	Fundamental characteristics	57
22.3	Normal response of measuring apparatus to pulses	59
23.	Average detector	59
23.1	Fundamental characteristics	59
23.2	Normal response of measuring apparatus to pulses	61
24.	Peak detectors	61
24.1	Introduction	61
24.2	Fundamental characteristics	63
24.3	Normal response to pulses	63
	SECTION SIX – AUDIO-FREQUENCY INTERFERENCE MEASUREMENTS	
25.	Introduction	63
26.	Fundamental characteristics	65
26.1	Input impedance	65
26.2	Measuring range	65
26.3	Filter network (frequency weighting) (c.w.)	65
26.4	Quasi-peak voltmeter	65
26.5	R.M.S. voltmeter	67
26.6	Balance (600Ω input terminals)	67
26.7	Calibration error	67
26.8	Immunity from disturbances by alternating magnetic fields at the supply frequency	67
27.	Specific requirements	67
27.1.	For use as a quasi-peak voltmeter	67
27.2	For use as an r.m.s. voltmeter	69
	SECTION SEVEN – MEASUREMENT OF DISTURBANCES DUE TO SWITCHING OPERATIONS	
28.	Introduction	69
29.	Measurement of the duration of disturbances less than 10 ms	68
30.	Disturbance analyzer for the automatic assessment of interference produced by switching operations	71
	SECTION EIGHT – MEASUREMENT OF THE SHIELDING EFFICIENCY OF COAXIAL CABLES HAVING ONE OR TWO BRAIDS IN THE METRIC WAVELENGTH RANGE	
31.	Introduction	71
32.	Method of the absorbing clamp	73
32.1	Test arrangement	73
32.2	Definition of shielding efficiency	73
32.3	Precautions to be observed for measurement of doubled-shielded cables	73
33.	Radiation method	75
33.1	Test arrangement	75
33.2	Definition of shielding efficiency	75
33.3	Precautions to be observed for measurement of multi-shielded cables	75
33.4	Correlation between the shielding efficiency and the surface transfer impedance	75

SECTION NEUF — CONSIDÉRATIONS STATISTIQUES POUR LA DÉTERMINATION DES VALEURS
LIMITES DES PERTURBATIONS RADIOÉLECTRIQUES

Articles	Pages
34. Introduction	76
35. Tests basés sur la distribution t non centrale (échantillonnage par variables)	76
35.1 Détermination de la constante k	78
35.2 Détermination de la taille de l'échantillon n	80
35.3 Exemple	82
36. Tests basés sur la distribution binomiale (échantillonnage par attributs)	82
36.1 Détermination de la constante c	82
36.2 Détermination de la taille de l'échantillon n	84
36.3 Graphiques de contrôle	86
ANNEXE A — Définitions et méthodes de mesure des caractéristiques fondamentales du récepteur	88
ANNEXE B — Caractéristiques d'un analyseur de spectre utilisé dans une gamme de fréquences 0,3 GHz à 18 GHz	94
ANNEXE C — Détermination de la courbe de réponse aux impulsions répétées	98
ANNEXE D — Détermination du spectre d'un générateur d'impulsions	102
ANNEXE E — Réseaux fictifs	106
ANNEXE F — Connexion de l'appareillage électrique au réseau fictif	112
ANNEXE G — Exemple d'un dispositif conforme à la spécification du paragraphe 11.2 et détails relatifs à son application à la mesure des perturbations dues aux appareils alimentés par le réseau	122
ANNEXE H — Mesure du champ à haute fréquence	126
ANNEXE I — Propagation des perturbations produites par les appareils industriels à fréquence radioélectrique aux fréquences comprises entre 30 MHz et 300 MHz	130
ANNEXE J — Perturbations produites par les lignes à haute tension	132
ANNEXE K — Calcul du gradient de potentiel à la surface de conducteurs de lignes à haute tension	138
ANNEXE L — Propagation des ondes à haute fréquence sur les lignes à haute tension	142
ANNEXE M — Corrélation entre les mesures faites avec un appareil dont les caractéristiques sont différentes de celles du C.I.S.P.R. et les mesures faites avec l'appareil C.I.S.P.R.	144
ANNEXE N — Définitions des caractéristiques fondamentales d'un appareil de mesure utilisant un détecteur quadratique	154
ANNEXE O — Réponse des détecteurs de valeur moyenne et de crête	156
ANNEXE P — Détermination de la réponse du détecteur quadratique aux impulsions	162
ANNEXE Q — Mesures précises à la sortie des générateurs d'impulsions de l'ordre de la nanoseconde	168
ANNEXE R — Vérification des performances de l'analyseur des perturbations	174
ANNEXE S — Fondement historique de la méthode de mesure du pouvoir perturbateur des appareils électrodomestiques et similaires dans la gamme des ondes métriques	180
FIGURES 1a à 41	186

SECTION NINE – STATISTICAL CONSIDERATIONS IN THE DETERMINATION OF LIMITS
OF RADIO INTERFERENCE

Clause	Page
34. Introduction	77
35. Tests based on the non-central t distribution (sampling by variables)	77
35.1 Determination of the constant k	79
35.2 Determination of the sample size n	81
35.3 Example	83
36. Tests based on the binomial distribution (sampling by attributes)	83
36.1 Determination of constant c	83
36.2 Determination of sample size n	85
36.3 Control charts	87
APPENDIX A – Definitions and methods of measuring the fundamental characteristics of the receiver	89
APPENDIX B – Characteristics of a spectrum analyzer for use in the frequency range 0.3 GHz to 18 GHz	95
APPENDIX C – Determination of response to repeated pulses	99
APPENDIX D – Determination of pulse generator spectrum	103
APPENDIX E – Artificial mains network	107
APPENDIX F – Connection of electrical equipment to the artificial mains network	113
APPENDIX G – Example of a device and its application for the measurement of interference from mains powered appliances as specified in Sub-clause 11.2	123
APPENDIX H – Field measurement at high frequencies	127
APPENDIX I – Propagation of interference from industrial radio-frequency equipment at frequencies between 30 MHz and 300 MHz	131
APPENDIX J – Interference from power lines	133
APPENDIX K – Calculation of the voltage gradient at the conductor surface	139
APPENDIX L – Propagation of radio frequencies on high-voltage transmission lines	143
APPENDIX M – Correlation between measurements made with apparatus having characteristics differing from the C.I.S.P.R. characteristics and measurements made with C.I.S.P.R. apparatus	145
APPENDIX N – Definitions of the fundamental characteristics of a measuring apparatus employing an r.m.s. detector	155
APPENDIX O – Response of average and peak detectors	157
APPENDIX P – Determination of response of r.m.s. detector to pulses	163
APPENDIX Q – Accurate measurements of the output of nanosecond pulse generators	169
APPENDIX R – Disturbance analyzer performance checks	175
APPENDIX S – Historical background to the method of measurement of the interference power produced by electrical household and similar appliances in the v.h.f. range	181
FIGURES 1a to 41	186

COMMISSION ÉLECTROTECHNIQUE INTERNATIONALE

**SPÉCIFICATION DU C.I.S.P.R. POUR LES APPAREILS ET
LES MÉTHODES DE MESURE
DES PERTURBATIONS RADIOÉLECTRIQUES**

PRÉAMBULE

La base de cette publication est constituée des documents officiels, recommandations, spécifications et rapports du C.I.S.P.R.

Pour promouvoir l'harmonisation internationale dans le domaine des perturbations radioélectriques, le C.I.S.P.R. exprime le vœu que tous les Comités nationaux fassent usage des recommandations du C.I.S.P.R. comme base fondamentale pour de propres spécifications et règlements nationaux.

PRÉFACE

La présente publication a été établie par le Sous-Comité A du C.I.S.P.R.: Equipement de mesure des perturbations.

Elle comprend le contenu technique des publications, recommandations et rapports du C.I.S.P.R. qui sont énumérés dans le tableau ci-après:

Publi- cations C.I.S.P.R. N°	Recommandations (Rec.); Rapports; Parties; Annexes; etc.	Titre	Date de publica- tion ou d'adoption par l'assemblée plénière du C.I.S.P.R.
1	I ^{re} partie II ^e partie III ^e partie Paragraphe 4.4 Annexe A Annexe B Annexe C Annexe D Annexe F	Récepteur de mesure Mesure des tensions perturbatrices Mesure du rayonnement perturbateur Réseaux de transmission d'énergie à haute tension Définitions et méthodes de mesure des caractéristiques fondamentales du récepteur Détermination de la courbe de réponse aux impulsions répétées Détermination du spectre d'un générateur d'impulsions Réseaux fictifs Calcul du gradient de potentiel à la surface du conducteur	2 ^e édition, 1972
2	I ^{re} partie II ^e partie III ^e partie Paragraphe 4.6 Annexe A Annexe B Annexe C Annexe E	Récepteur de mesure Mesure des tensions perturbatrices Mesure du rayonnement perturbateur Appareils à batteries incorporées Définitions et méthodes de mesure des caractéristiques fondamentales du récepteur Détermination de la courbe de réponse aux impulsions répétées Détermination du spectre d'un générateur d'impulsions Exemple de dispositif conforme à la spécification du paragraphe 4.1.3 et détails relatifs à son application à la mesure d'appareils alimentés par le réseau	2 ^e édition, 1975

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION

**C.I.S.P.R. SPECIFICATION FOR RADIO
INTERFERENCE MEASURING APPARATUS
AND MEASUREMENT METHODS**

FOREWORD

The formal Documents, Recommendations, Specifications and Reports of the C.I.S.P.R. are the basis of this publication.

In order to promote international harmonization concerning radio interference matters, the C.I.S.P.R. expresses the wish that all National Committees should use the C.I.S.P.R. Recommendations as the fundamental basis for their own specifications and legal regulations.

PREFACE

This publication was prepared by C.I.S.P.R. Sub-Committee A, Radio Interference Measuring Equipment.

It comprises the technical content of C.I.S.P.R. Publications, Recommendations and Reports listed in the following table:

C.I.S.P.R. Publication No.	Recommendation (Rec.); Report; Part; Appendix; etc.	Heading	Date published or adopted by the C.I.S.P.R. Plenary Meeting
1	Part I Part II Part III Sub-clause 4.4 Appendix A Appendix B Appendix C Appendix D Appendix F	Measuring set Measurement of radio-noise voltages Measurement of radiated radio noise High-voltage transmission systems Definitions and methods of measuring the fundamental characteristics of the receiver Determination of response to repeated pulses Determination of pulse generator spectrum Artificial mains network Calculation of the voltage gradient at the conductor surface	Second Edition, 1972
2	Part I Part II Part III Sub-clause 4.6 Appendix A Appendix B Appendix C Appendix E	Measuring set Measurement of radio-noise-voltages Measurement of radiated radio noise Equipment with built-in batteries Definitions and methods of measuring the fundamental characteristics of the receiver Determination of response to repeated pulses Determination of pulse generator spectrum An example of a device and its application for the measurement of interference from mains powered appliances as specified in Sub-clause 4.1.3	Second Edition, 1975

Publi- cations C.I.S.P.R. N°	Recommandations (Rec.); Rapports; Parties; Annexes; etc.	Titre	Date de publica- tion ou d'adoption par l'assemblée plénière du C.I.S.P.R.
3	I ^{re} partie II ^e partie III ^e partie Annexe A Annexe B Annexe C	Récepteur de mesure Mesure des tensions et courants perturbateurs Mesure du rayonnement perturbateur Définitions et méthodes de mesure des caractéristiques fondamentales du récepteur Détermination de la courbe de réponse aux impulsions répétées Détermination du spectre d'un générateur d'impulsions	1 ^{re} édition, 1975
4	I ^{re} partie II ^e partie III ^e partie Annexe A Annexe B Annexe C Annexe D	Récepteur de mesure Mesure du rayonnement perturbateur Modes opératoires relatifs à divers types d'appareils perturbateurs Définitions et méthodes de mesure des caractéristiques fondamentales du récepteur Détermination de la courbe de réponse aux impulsions répétées Détermination du spectre d'un générateur d'impulsions Mesure de champ à haute fréquence	1 ^{re} édition, 1967
5	I ^{re} partie II ^e partie III ^e partie Annexe A Annexe B Annexe C	Détecteur quadratique Détecteur de valeur moyenne Détecteurs de crête Définitions des caractéristiques fondamentales d'un appareil de mesure utilisant un détecteur quadratique Détermination de la réponse aux impulsions Réponses des détecteurs de valeur moyenne et de crête	1 ^{re} édition, 1967
6	Intégralement	Spécification pour un voltmètre de mesure des perturbations à audiofréquences	1 ^{re} édition, 1976
C.I.S.P.R./A (Secrét.) 12	Rec. 41/1	Analyseur de perturbations pour l'évaluation automatique des perturbations produites par les opérations de commutation	Nice, 1976
7 Mod. No 1	Rec. 30/1	Principes généraux à observer lors des mesures concernant des perturbations produites par les lignes à haute tension	Leningrad, 1970
7A	Rec. 48	Mesure de la durée d'une perturbation inférieure à 10 ms	Leningrad, 1970
7B	Rec. 52 Rec. 53	Caractéristiques d'un analyseur de spectre utilisé dans une gamme de fréquences de 0,3 GHz à 18 GHz Réseau fictif pour courants de 25 A à 100 A	West Long Branch, 1973 West Long Branch, 1973
8 Mod. No 1	Rapport 21/1	Perturbations produites par les appareils industriels à haute fréquence	Leningrad, 1970
8	Rapport 29/1 Rapport 32 Rapport 33 Rapport 35 Rapport 38	Connexion de l'appareillage électrique au réseau fictif Propagation des ondes à haute fréquence sur les lignes à haute tension Corrélation entre les mesures faites avec un appareil dont les caractéristiques sont différentes de celles du C.I.S.P.R. et les mesures faites avec l'appareil C.I.S.P.R. Perturbations produites par les lignes à haute tension Fondement historique de la nouvelle méthode de mesure du pouvoir perturbateur des appareils électroménagers et similaires dans la gamme à haute fréquence	Stresa, 1967 Stresa, 1967 Stresa, 1967 Stresa, 1967 Stresa, 1967
8A	Rapport 42 Rapport 43 Rapport 44	Détermination de la correspondance en amplitude spécifiée dans les Publications 1, 2 et 4 du C.I.S.P.R. Mesures de perturbations dans la gamme des fréquences acoustiques Mesure des perturbations produites par les lignes à haute tension dans la gamme de fréquences supérieures à 30 MHz	Leningrad, 1970 Leningrad, 1970 Leningrad, 1970
8B	Rapport 47 Rapport 48	Mesure de l'efficacité d'écran des câbles coaxiaux à une ou deux tresses dans la gamme des ondes métriques Considérations statistiques pour la détermination des valeurs limites des perturbations radioélectriques	West Long Branch, 1973 West Long Branch, 1973
13	Tableau I, page 14 Figure 5, page 35 Figure 6, page 36		1 ^{re} édition, 1975

C.I.S.P.R. Publication No.	Recommendation (Rec.); Report; Part; Appendix; etc.	Heading	Date published or adopted by the C.I.S.P.R. Plenary Meeting
3	Part I Part II Part III Appendix A Appendix B Appendix C	Measuring set Measurement of radio-noise voltage and current Measurement of radiated radio noise Definitions and methods of measuring the fundamental characteristics of the receiver Determination of the curve of response to repeated pulses Determination of pulse generator spectrum	First Edition, 1975
4	Part I Part II Part III Appendix A Appendix B Appendix C Appendix D	Measuring set Measurement of radiated radio noise Methods of measurement for various types of interference-producing apparatus Definitions and methods of measuring the fundamental characteristics of the receiver Determination of response to repeated pulses Determination of pulse generator spectrum Field measurement at high frequencies	First Edition, 1967
5	Part I Part II Part III Appendix A Appendix B Appendix C	R.M.S. detector Average detector Peak detector Definitions of the fundamental characteristics of a measuring set employing an r.m.s. detector Determination of response to pulses Response of average and peak detectors	First Edition, 1967
6	All	Specification for an audio-frequency interference voltmeter	First Edition, 1976
C.I.S.P.R./A (Secret.) 12	Rec. 41/1	Disturbance analyzer for the automatic assessment of interference produced by switching operations	Nice, 1976
7 Am. No. 1	Rec. 30/1	General principles to be observed in the measurement of interference from power lines	Leningrad, 1970
7A	Rec. 48	Measurement of the duration of disturbances less than 10 ms	Leningrad, 1970
7B	Rec. 52 Rec. 53	Characteristics of a spectrum analyzer for use in the frequency range 0.3 GHz to 18 GHz Artificial mains networks for currents between 25 A and 100 A	West Long Branch, 1973 West Long Branch, 1973
8 Am. No. 1	Report 21/1	Interference from industrial radio-frequency equipment	Leningrad, 1970
8	Report 29/1 Report 32 Report 33 Report 35 Report 38	The connection of electrical equipment to the artificial mains network Propagation of radio frequencies on high-voltage transmission lines Correlation between measurements made with apparatus having characteristics differing from the C.I.S.P.R. characteristics and measurements made with C.I.S.P.R. apparatus Interference from power lines Historical background to a new method of measurement of the interference power produced by electrical household and similar appliances in the v.h.f. range	Stresa, 1967 Stresa, 1967 Stresa, 1967 Stresa, 1967
8A	Report 42 Report 43 Report 44	Determination of the amplitude relationship specified in C.I.S.P.R. Publications 1, 2 and 4 Audio-frequency interference measurements Measurement of interference from high-voltage lines in the frequency range above 30 MHz	Leningrad, 1970 Leningrad, 1970 Leningrad, 1970
8B	Report 47 Report 48	Measurement of the shielding efficiency of coaxial cables having 1 or 2 braids in the metric wavelength range Statistical considerations in the determination of limits of radio interference	West Long Branch, 1973 West Long Branch, 1973
13	Table I, page 15 Figure 5, page 35 Figure 6, page 36		First Edition, 1975

INTRODUCTION

L'objectif initial de la méthode de mesure des tensions était, pour le C.I.S.P.R., de fournir, dans la gamme de fréquences de 150 kHz à 1 605 kHz, une évaluation des perturbations en fonction de leur effet sur la réception radiophonique. La plupart des perturbations sont de nature impulsive et leur effet augmente avec la fréquence de répétition, d'une manière qui a été expérimentalement approchée au moyen d'un circuit détecteur à quasi-crête et d'un jeu de constantes de temps approprié. Avec les années, la technique de détection en quasi-crête a été étendue dans le domaine des fréquences de 10 kHz à 1 GHz et elle est appliquée pour la protection de services autres que ceux de radiodiffusion. Les appareils utilisant un détecteur de quasi-crête demeurent les appareils fondamentaux de référence pour déterminer la conformité aux valeurs limites C.I.S.P.R.

D'autres mesures peuvent être utiles dans des cas particuliers: entre autres, les mesures de valeur moyenne, de valeur quadratique et de valeur de crête. Toutes ces techniques sont décrites dans cette publication. Le détecteur de quasi-crête est le plus largement utilisé pour la protection des services de radiodiffusion. La meilleure façon de décrire ses caractéristiques est d'exprimer sa réponse à des impulsions brèves, d'amplitude constante, de niveau réglable et dont la fréquence de récurrence peut être réglée depuis l'impulsion isolée jusqu'à une valeur élevée. Selon l'usage traditionnel, cette réponse sera évaluée en fonction de la valeur efficace de la tension sinusoïdale non modulée (ou d'un champ sinusoïdal non modulé) agissant à l'entrée de l'appareil de mesure dans les mêmes conditions que la source d'impulsions et produisant la même elongation de l'appareil de mesure.

L'appareil de mesure (normalement du type superhétérodyne) a les caractéristiques générales suivantes:

- un réglage de sensibilité exclusivement manuel,
- une bande passante globale imposée.

L'appareil est destiné à mesurer le signal perturbateur qui peut être conduit dans le réseau d'alimentation ou qui peut être rayonné par le dispositif perturbateur. Dans le cas général où l'appareil perturbateur est raccordé au réseau de distribution, il est fait usage d'un circuit particulier, dit réseau fictif. La fonction de ce réseau est, d'une part, de séparer radioélectriquement l'appareil perturbateur du réseau d'alimentation et, d'autre part, de fermer les bornes de l'appareil sur une impédance définie. Pour la mesure de la puissance perturbatrice émise par un appareil le long de son cordon d'alimentation, une pince absorbante est utilisée aux fréquences supérieures à 30 MHz.

Pour la mesure des champs perturbateurs, l'appareil de mesure est relié à une antenne appropriée. La réponse de l'ensemble est exprimée en valeur efficace de la composante électrique du champ qui donne la même indication sur l'appareil de mesure.

La présente spécification d'appareil de mesure ne prescrit que les caractéristiques imposées par le principe de la méthode de mesure et se réfère, en premier lieu, à un appareil du type superhétérodyne. On peut, cependant, utiliser un appareil superhétérodyne ou un appareil à amplification directe. D'autres caractéristiques, fonctions des conditions d'utilisation, telles que les gammes de fréquences et de tensions ou les niveaux d'intensité de champ, sont laissées libres.

- Notes 1.* – Il est recommandé de munir l'appareil de mesure d'un détecteur conventionnel et d'un amplificateur à basse fréquence ordinaire (de préférence à seuil réglable) pour contrôler à l'écoute les perturbations à mesurer.
- 2.* – Il est également recommandé de pourvoir l'appareil de mesure d'un générateur étalon permettant de régler le gain au niveau correspondant au calibrage initial.

Les services de diffusion utilisant les gammes supérieures de fréquences couvertes par la présente publication sont de nature très variée et intéressent aussi bien la vision que l'audition. Il apparaît donc que

INTRODUCTION

The initial objective of the C.I.S.P.R. method of voltage measurement was to provide, in the frequency range from 150 kHz to 1605 kHz, an assessment of interference related to its effect on the reception of sound broadcasting. Much of the interference is impulsive in nature and its effect increases with increasing repetition rate in a way that has been shown to be approximated by a quasi-peak detector circuit with an appropriate set of time constants. Over the years, the quasi-peak technique has been extended in frequency to cover the range from 10 kHz to 1 GHz, and is applied for the protection of services other than radio broadcasting. Instruments using the quasi-peak detector still remain as the basic reference for determining compliance with C.I.S.P.R. limits.

Other measures can be useful in specific instances: included are the average, r.m.s. and peak measures. All of these are described in this publication. The quasi-peak detector is the most extensively used in the protection of broadcasting services. Its characteristics are best described in terms of its response to short, constant amplitude, pulses of adjustable level and whose repetition frequency may be varied from that of an isolated pulse to a high value. Following the usual practice, this response is expressed in terms of the r.m.s. value of the unmodulated sine-wave voltage (or field) injected at the input of the measuring apparatus under the same condition as for the pulses, and which produces the same indication on the measuring apparatus.

The measuring apparatus (usually of the superheterodyne type) has the following general characteristics:

- solely manual control of sensitivity,
- a defined overall bandwidth.

The apparatus is intended to measure the interference signal which may be conducted into the supply mains or radiated from the interference-producing device. In the general case when the device is connected to the supply mains, use is made of a special circuit known as the artificial mains network. The function of this network is, on the one hand, to isolate, at radio frequencies, the interfering device from the supply mains, and on the other, to provide a defined impedance across the terminals of the device. For measuring the interference power emitted by an appliance through its supply mains cord an absorbing clamp is used at frequencies above 30 MHz.

For the measurement of radiated interference, the measuring apparatus is connected to a suitable aerial. The response of the apparatus is expressed in terms of the r.m.s. value of the electric component of the field which will give the same indication on the measuring apparatus.

The present instrument specification prescribes only those characteristics imposed by the principles of the method of measurement and refers primarily to the superheterodyne type of apparatus. Either a superheterodyne or tuned r.f. type of apparatus may, however, be used. Other characteristics which are subject to the conditions of use, such as the frequency coverage and the range of voltage or field levels, are left to individual choice.

Notes 1. – It is recommended that a conventional detector and audio-frequency amplifier (preferably gain control) be included in the measuring apparatus for aural monitoring of the interference to be measured.

2. – It is also recommended that a signal source be included so that the gain of the measuring apparatus may be set to the value used during the initial calibration.

The broadcasting services in the higher frequency range covered by this publication are very varied in nature and both aural and visual presentation are employed. Thus, it appears that while an apparatus

l'établissement d'un appareil de mesure universel dans les gammes de basses fréquences ne serait guère possible, s'il fallait réaliser un dispositif de mesure approprié à chacun des types de transmission à considérer.

C'est pour cette raison qu'on a suivi dans cette publication la tendance, qui s'est de plus en plus affirmée avec les années, de subordonner la correspondance entre effet subjectif et mesure objective aux exigences requises par la facilité et la qualité des mesures.

Les caractéristiques fondamentales de l'appareil de mesure ont donc été choisies de manière à réaliser un compromis entre les conditions propres aux fréquences à considérer et les exigences de mesure, tout en maintenant, par ailleurs, une similitude avec la spécification pour les fréquences inférieures en ce qui concerne l'allure de la réponse aux impulsions répétées.

Il a été également tenu compte dans ce choix du nombre d'appareils de mesure en usage dont les caractéristiques fondamentales se rapprochent de celles qui ont été retenues.

D'autres études seront nécessaires pour établir la corrélation entre les mesures effectuées à l'aide d'appareils conformes à cette spécification et les différentes classes d'effets subjectifs. Elles contribueront à la fixation de limites tolérables pour les tensions, intensités, puissances et champs perturbateurs.

Withdrawing notice: Click to view the full PDF of C15PR 12:1971
STANDARDS ISO.COM

similar to that used in the lower frequency ranges might be developed for each type of transmission to be considered, a universal measuring apparatus would hardly be possible.

For this reason, the tendency, which over the years is more and more marked, has been to subordinate agreement between subjective effect and objective measurement to the exigencies of the facility of making good measurements, is strongly emphasized in this publication.

The fundamental characteristics of the measuring apparatus over the higher frequency ranges have therefore been chosen in such a way as to obtain a compromise between the conditions appropriate to the frequencies under consideration and the measuring requirements, as well as maintaining a similarity to the lower frequency specification as regards the behaviour of the response to repeated pulses.

Cognizance has also been taken of the number of measuring apparatus in use which have fundamental characteristics approximating those chosen.

Further study will be necessary to establish the correlation between measurements made with apparatus complying with this specification and the different classes of subjective effect. They will assist in determining tolerable limits of interference voltages, currents, power and fields.

STANDARDS ISO.COM: Click to view the full PDF of CISPR 16:2017

SPÉCIFICATION DU C.I.S.P.R. POUR LES APPAREILS ET LES MÉTHODES DE MESURE DES PERTURBATIONS RADIOÉLECTRIQUES

Domaine d'application

La présente publication prescrit les caractéristiques de l'appareil de mesure des perturbations radioélectriques, y compris le réseau fictif correspondant.

Les prescriptions de cette publication doivent être observées à toutes les fréquences et à tous les niveaux des tensions, intensités, puissances ou champs perturbateurs couverts par l'appareil de mesure.

La publication se divise en sections comme suit:

- Section un: Appareil de mesure.
- Section deux: Mesure des perturbations radioélectriques par conduction.
- Section trois: Mesure du rayonnement perturbateur.
- Section quatre: Méthodes de mesure de différents types de dispositifs et systèmes perturbateurs.
- Section cinq: Appareils de mesure des perturbations radioélectriques comportant un détecteur autre qu'un détecteur de quasi-crête.
- Section six: Mesure des perturbations à fréquences acoustiques.
- Section sept: Mesure des perturbations dues aux commutations.
- Section huit: Mesure de l'efficacité d'écran des câbles coaxiaux à une ou deux tresses dans la gamme des ondes métriques.
- Section neuf: Considérations statistiques pour la détermination des valeurs limites des perturbations radioélectriques.

Les annexes à cette publication donnent des renseignements complémentaires sur les caractéristiques fondamentales qui sont à la base des prescriptions, des renseignements d'intérêt général sur la propagation des perturbations provenant d'équipements industriels, ainsi que la reproduction des parties de la Publication 1 du C.I.S.P.R. traitant des perturbations provenant de lignes à haute tension, une publication spécifique traitant de ce sujet faisant actuellement défaut.

Les sections deux et trois ne donnent que des prescriptions générales pour la mesure des caractéristiques de conduction et de rayonnement des perturbations radioélectriques. La section quatre ne donne que les règles générales applicables à la mesure des perturbations produites par divers types d'appareils et systèmes perturbateurs. Les règles particulières pour la mesure des perturbations dues à des types particuliers d'appareils sont stipulées dans d'autres publications du C.I.S.P.R., comme suit:

- C.I.S.P.R. 11 (1975): Limites et méthodes de mesure des caractéristiques des appareils industriels, scientifiques et médicaux (ISM) à haute fréquence (à l'exclusion des appareils de diathermie chirurgicale) relatives aux perturbations radioélectriques.
- C.I.S.P.R. 12 (1975): Limites et méthodes de mesure des caractéristiques des systèmes d'allumage de véhicules à moteur et autres engins relatives aux perturbations radioélectriques.
- C.I.S.P.R. 13 (1975): Limites et méthodes de mesure des caractéristiques des récepteurs de radiodiffusion et des récepteurs de télévision aux perturbations radioélectriques.

C.I.S.P.R. SPECIFICATION FOR RADIO INTERFERENCE MEASURING APPARATUS AND MEASUREMENT METHODS

Scope

This publication stipulates performance requirements for radio interference measuring apparatus, including the associated artificial mains network.

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

The publication is divided into sections, as follows:

- Section One: Measuring apparatus.
- Section Two: Conduction measurements of radio interference.
- Section Three: Radiation measurements of radio interference.
- Section Four: Method of measurement of various types of interference-producing devices and systems.
- Section Five: Radio interference measuring apparatus having detectors other than quasi-peak.
- Section Six: Audio-frequency interference measurements.
- Section Seven: Measurement of disturbances due to switching operations.
- Section Eight: Measurement of the shielding efficiency of coaxial cables having one or two braids in the metric wavelength range.
- Section Nine: Statistical considerations in the determination of limits of radio interference.

The appendices to this publication give additional information on the fundamental characteristics on which the requirements are based, information of general interest on propagation of interference from industrial equipment and the reproduction of the parts of C.I.S.P.R. Publication 1 about interference from power lines, in the absence for the time being of a specific publication on this subject.

Sections Two and Three lay down only general requirements for the measurement of conduction and radiation characteristics of radio interference. Section Four lays down only general requirements applicable to the measurement of interference produced by various types of interference-producing devices and systems. Detailed requirements for the measurement of radio interference produced by specific types of devices are stipulated in other C.I.S.P.R. publications, as follows:

- C.I.S.P.R.11 (1975): Limits and methods of measurement of radio interference characteristics of industrial, scientific and medical (ISM) radio-frequency equipment (excluding surgical diathermy apparatus).
- C.I.S.P.R.12 (1975): Limits and methods of measurement of radio interference characteristics of ignition systems of motor vehicles and other devices.
- C.I.S.P.R.13 (1975): Limits and methods of measurement of radio interference characteristics of sound and television receivers.

- C.I.S.P.R. 14 (1975): Limites et méthodes de mesure des caractéristiques des appareils électrodomestiques, des outils portatifs et des appareils électriques similaires relatives aux perturbations radioélectriques.
- C.I.S.P.R. 15 (1975): Limites et méthodes de mesure des caractéristiques des lampes à fluorescence et des luminaires relatives aux perturbations radioélectriques.

SECTION UN – APPAREIL DE MESURE

1. Caractéristiques fondamentales

Dans la spécification suivante:

- La bande A correspond à la gamme de fréquences 10–150 kHz.
- La bande B correspond à la gamme de fréquences 0,15–30 MHz.
- La bande C correspond à la gamme de fréquences 30–300 MHz.
- La bande D correspond à la gamme de fréquences 300–1 000 MHz.

La réponse normale aux impulsions, donnée par l'appareil de quasi-crête selon l'article 2, est calculée sur la base d'un appareil de mesure possédant les caractéristiques fondamentales suivantes (voir l'annexe A). Des caractéristiques spéciales pour les appareils ayant d'autres types de détecteurs sont traitées à la section cinq. L'utilisation d'un analyseur de spectre dans la gamme de fréquences 0,3 GHz à 18 GHz est étudiée à l'annexe B.

	Bandes de fréquences		
	A	B	C et D
Bande passante à 6 dB	200 Hz	9 kHz	120 kHz
Constante de temps électrique à la charge du voltmètre de quasi-crête	45 ms	1 ms	1 ms
Constante de temps électrique à la décharge du voltmètre de quasi-crête	500 ms	160 ms	550 ms
Constante de temps mécanique de l'appareil indicateur réglé à l'amortissement critique	160 ms	160 ms	100 ms
Réserve de linéarité des circuits précédant la détection (au-dessus du niveau de l'onde sinusoïdale provoquant la déviation maximale de l'appareil indicateur)	24 dB	30 dB	43,5 dB
Réserve de linéarité de l'amplificateur à courant continu intercalé entre la détection et l'appareil indicateur (au-dessus du niveau de la tension continue correspondant à la déviation maximale de cet appareil)	6 dB	12 dB	6 dB

Notes 1. – La constante de temps mécanique indiquée est celle d'un appareil à fonctionnement linéaire, c'est-à-dire pour lequel des accroissements égaux de courant entraînent des accroissements égaux de la déviation de l'index. Cela n'exclut toutefois pas l'emploi d'un appareil indicateur faisant appel à une autre relation entre le courant et la déviation, pourvu que l'appareil satisfasse aux exigences de la spécification.

2. – Pour la bande A, une connexion d'entrée non symétrique est requise. L'impédance d'entrée préférentielle est 50 Ω . Un transformateur d'entrée symétrique est requis pour effectuer des mesures symétriques. L'impédance d'entrée préférentielle est 600 Ω .

3. – Pour toutes les bandes, l'appareil de mesure des perturbations doit, en principe, posséder une sortie en fréquence intermédiaire pour la mesure de la durée des claquements. La charge de cette sortie ne doit normalement pas avoir d'influence sur l'indication de l'appareil de mesure des perturbations.

2. Réponse normale de l'appareil de mesure aux impulsions

2.1 Correspondance en amplitude

La réponse de l'appareil de mesure à des impulsions de a μ Vs (microvolt seconde), de spectre uniforme jusqu'à au moins b MHz, répétées à la fréquence de c Hz est, à toute fréquence d'accord, la même que la réponse à une onde sinusoïdale non modulée, de fréquence égale à la fréquence

C.I.S.P.R. 14 (1975): Limits and methods of measurement of radio interference characteristics of household electrical appliances, portable tools and similar electrical apparatus.

C.I.S.P.R. 15 (1975): Limits and methods of measurement of radio interference characteristics of fluorescent lamps and luminaires.

SECTION ONE – MEASURING APPARATUS

1. Fundamental characteristics

In the following specification:

Band A refers to the frequency range 10–150 kHz.

Band B refers to the frequency range 0.15–30 MHz.

Band C refers to the frequency range 30–300 MHz.

Band D refers to the frequency range 300–1 000 MHz.

The normal response to pulses of the quasi-peak instrument in Clause 2 is calculated on the basis of a measuring apparatus having the following fundamental characteristics (see Appendix A). Special characteristics for instruments having other types of detectors are dealt with in Section Five. The use of a spectrum analyzer in the frequency range 0.3 GHz to 18 GHz is discussed in Appendix B.

	Frequency band		
	A	B	C and D
Bandwidth at 6 dB	200 Hz	9 kHz	120 kHz
Electrical charge-time constant of quasi-peak voltmeter	45 ms	1 ms	1 ms
Electrical discharge-time constant of quasi-peak voltmeter	500 ms	160 ms	550 ms
Mechanical time constant of critically damped indicating instrument	160 ms	160 ms	100 ms
Overload factor of circuits preceding the detector (above the level of sine-wave signal which produces the maximum deflection of the indicating instrument)	24 dB	30 dB	43.5 dB
Overload factor of the d.c. amplifier inserted between the detector and the indicating instrument (above the d.c. voltage level corresponding to full-scale deflection of the indicating instrument)	6 dB	12 dB	6 dB

Notes 1. – The mechanical time constant assumes that the indicating instrument is linear, i.e. equal increments of current produce equal increments of deflection. The use of an indicating instrument having a different law relating current and deflection is not precluded provided that the apparatus satisfies the requirements of the specification.

2. – For Band A, an unbalanced input connection is required. The preferred input impedance is 50 Ω . A balanced input transformer is required to permit symmetrical measurements. The preferred input impedance is 600 Ω .

3. – For all bands, the interference measuring apparatus should have an intermediate frequency output for the measurement of the duration of clicks. The load of this output should not have any influence on the indication of the interference measuring apparatus.

2. Normal response of measuring apparatus to pulses

2.1 Amplitude relationship

The response of the measuring apparatus to pulses of a μ Vs (microvolt second) 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

d'accord et dont la force électromotrice a une valeur efficace de 2 mV (66 dB(μV)), pour autant que les générateurs d'onde sinusoïdale et d'impulsions aient la même impédance de sortie.

Il en résulte que, si cette impédance de sortie est elle-même égale à l'impédance d'entrée de l'appareil, la valeur efficace de la tension appliquée à l'entrée de ce dernier sera de 1 mV (60 dB(μV)) (voir le tableau ci-dessous).

Pour les diverses bandes, les constantes sont les suivantes:

Bande	a (μV)	b (MHz)	c (Hz)	Notes
A	13,5	0,15	25	1 et 2
B	0,316	30	100	2
C	0,044	300	100	2
D	0,044	1000	100	2

Notes 1. – La valeur de 13,5 μV est expérimentale avec une tolérance de ±1,5 dB.

2. – Une tolérance de ±1,5 dB est admise sur les niveaux de tension prescrits ci-dessus.

2.2 Variation avec la fréquence de répétition

La réponse de l'appareil de mesure à des impulsions répétées est telle que pour une indication constante de l'appareil de mesure, la relation entre amplitude et fréquence de répétition soit conforme aux figures 1a, 1b ou 1c, pages 186 et 187.

La courbe de réponse d'un appareil de mesure particulier doit se situer entre les limites représentées à la même figure et précisées par le tableau ci-après:

Fréquence de répétition (Hz)	Niveau équivalent relatif des impulsions (dB)		
	Bande A	Bande B	Bandes C et D
1000	—	– 4,5 ± 1,0	– 8,0 ± 1,0
100	– 4,0 ± 1,0	0 (référence)	0 (référence)
60	– 3,0 ± 1,0	—	—
25	0 (référence)	—	—
20	—	+ 6,5 ± 1,0	+ 9,0 ± 1,0
10	+ 4,0 ± 1,0	+ 10,0 ± 1,5	+ 14,0 ± 1,5
5	+ 7,5 ± 1,5	—	—
2	+ 13,0 ± 2,0	+ 20,5 ± 2,0	+ 26,0 ± 2,0
1	+ 17,0 ± 2,0	+ 22,5 ± 2,0	+ 28,5 ± 2,0
Impulsion isolée	+ 19,0 ± 2,0	+ 23,5 ± 2,0	+ 31,5 ± 2,0

Notes 1. – Il n'est pas possible de spécifier une réponse définie au-dessus de 100 Hz dans la bande A en raison du chevauchement des impulsions dans l'amplificateur à fréquence intermédiaire.

2. – L'annexe C traite de la détermination de la courbe de réponse à des impulsions répétées et du problème connexe de la correspondance en amplitude du paragraphe 2.1.

Des considérations sur le générateur d'impulsions requis pour les contrôles ainsi que sur la détermination du spectre des impulsions font l'objet de l'annexe D.

3. Sélectivité

3.1 Sélectivité globale (bande passante)

La courbe représentant la sélectivité globale de l'appareil de mesure doit se situer dans les limites indiquées aux figures 2a, 2b ou 2c, pages 188 et 189.

La sélectivité doit être décrite par la variation avec la fréquence de l'amplitude de la tension du signal d'entrée sinusoïdal qui produit une indication constante sur l'appareil de mesure.

r.m.s. value 2 mV (66 dB(μV)) from a signal generator having the same source impedance as the pulse generator.

It follows that if this source impedance is equal to the input impedance of the measuring apparatus, the r.m.s. value of the signal at the input to the measuring apparatus will be 1 mV (60 dB(μV)) (see table below).

For the various bands, the constants are as follows:

Band	<i>a</i> (μVs)	<i>b</i> (MHz)	<i>c</i> (Hz)	Notes
A	13.5	0.15	25	1 and 2
B	0.316	30	100	2
C	0.044	300	100	2
D	0.044	1000	100	2

Notes 1. – The value 13.5 μVs is an experimental value with a tolerance of ±1.5 dB.

2. – A tolerance of ±1.5 dB is allowed on the sine-wave voltage levels prescribed above.

2.2 Variation with repetition frequency

The response of the measuring apparatus to repeated pulses shall be such that for a constant indication on the measuring apparatus, the relationship between amplitude and repetition frequency shall be in accordance with Figures 1a, 1b or 1c, pages 186 and 187.

The response curve for a particular measuring apparatus shall lie between the limits defined in the same figure and quoted in the table below.

Repetition frequency (Hz)	Relative equivalent level of pulse (dB)		
	Band A	Band B	Bands C and D
1000	—	−4.5 ± 1.0	−8.0 ± 1.0
100	−4.0 ± 1.0	0 (reference)	0 (reference)
60	−3.0 ± 1.0	—	—
25	0 (reference)	—	—
20	—	+6.5 ± 1.0	+9.0 ± 1.0
10	+4.0 ± 1.0	+10.0 ± 1.5	+14.0 ± 1.5
5	+7.5 ± 1.5	—	—
2	+13.0 ± 2.0	+20.5 ± 2.0	+26.0 ± 2.0
1	+17.0 ± 2.0	+22.5 ± 2.0	+28.5 ± 2.0
Isolated pulse	+19.0 ± 2.0	+23.5 ± 2.0	+31.5 ± 2.0

Notes 1. – It is not possible to specify a definite response above 100 Hz in Band A because of the overlapping of pulses in the intermediate frequency amplifier.

2. – Appendix C deals with the determination of the curve of response to repeated impulses and with the related problem of amplitude correspondence in Sub-clause 2.1.

Notes on the pulse generator required for the tests and on the determination of the pulse spectrum are given in Appendix D.

3. Selectivity

3.1 Overall selectivity (passband)

The curve representing the overall selectivity of the measuring apparatus shall lie within the limits shown in Figures 2a, 2b or 2c, pages 188 and 189.

The selectivity shall be described by the variation with frequency of the amplitude of the input sine-wave voltage which produces a constant indication on the measuring apparatus.

3.2 Sélectivité vis-à-vis de la fréquence intermédiaire

Le rapport entre les tensions sinusoïdales d'entrée de fréquence intermédiaire et de fréquence d'accord qui produisent la même déviation de l'appareil de mesure ne doit pas être inférieur à 40 dB.

Note. – (Bande D): Si plusieurs fréquences intermédiaires sont utilisées, la prescription est observée à chaque fréquence intermédiaire.

3.3 Sélectivité vis-à-vis de la fréquence image

Le rapport entre les tensions sinusoïdales d'entrée de fréquence image et de fréquence d'accord qui produisent la même déviation de l'appareil de mesure ne doit pas être inférieur à 40 dB.

Note. – (Bande D): Si plusieurs fréquences intermédiaires sont utilisées, la prescription est observée à chaque fréquence intermédiaire.

3.4 Sélectivité vis-à-vis d'autres signaux indésirables

Pour tout signal indésirable sur une fréquence autre que celles mentionnées aux paragraphes 3.2 et 3.3, le rapport entre les tensions sinusoïdales d'entrée d'un tel signal et du signal à la fréquence d'accord, qui produisent la même déviation de l'appareil de mesure, ne doit pas être inférieur à 40 dB. Des fréquences pour lesquelles de tels signaux indésirables sont à craindre sont par exemple:

$$\frac{1}{m} (nf_L \pm f_i), \quad \frac{1}{k} f_0$$

où: n , m et k sont des nombres entiers, et

f_L = fréquence de l'oscillateur local

f_i = fréquence intermédiaire

f_0 = fréquence d'accord

Note. – (Bande D): Si plusieurs fréquences intermédiaires sont utilisées, les fréquences f_L et f_i peuvent correspondre à chaque fréquence de l'oscillateur local et à chaque fréquence intermédiaire utilisées. En outre, des réponses parasites peuvent survenir lorsque aucun signal n'est appliqué à l'appareil de mesure; par exemple lorsque des harmoniques d'oscillateurs locaux ont une fréquence différente de celle des harmoniques d'une des fréquences intermédiaires. Les prescriptions de ce paragraphe ne peuvent donc pas s'appliquer dans ces dernières circonstances. L'effet de ces réponses parasites est traité au paragraphe 5.2.

4. Limitation des effets d'intermodulation

La réponse de l'appareil de mesure ne doit pas être influencée par des effets d'intermodulation. Cette condition sera considérée comme remplie si l'appareil satisfait à l'épreuve suivante:

Le schéma de principe du dispositif est représenté à la figure 3, page 190. On fait précéder l'appareil de mesure, accordé sur une certaine fréquence, d'un filtre accordé sur la même fréquence et qui réalise pour celle-ci un affaiblissement d'au moins 40 dB. La largeur de bande du filtre à 6 dB sera comprise entre les valeurs a et b du tableau ci-après.

Un générateur produisant des impulsions dont le spectre est pratiquement uniforme jusqu'à c MHz, mais qui tombe d'au moins 10 dB à d MHz, étant substitué au générateur d'onde sinusoïdale, l'affaiblissement produit par le filtre ne sera pas inférieur à 36 dB.

Les constantes précitées ont les valeurs suivantes:

Bandes	a	b	c	d
A	400 Hz	4 000 Hz	0,15 MHz	0,3 MHz
B	20 kHz	200 kHz	30 MHz	60 MHz
C	500 kHz	2 000 kHz	300 MHz	600 MHz
D	500 kHz	6 000 kHz	1 000 MHz	2 000 MHz

3.2 Intermediate-frequency rejection ratio

The ratio of the input sine-wave voltage at the intermediate frequency to that at the tuned frequency which produces the same indication on the measuring apparatus shall be not less than 40 dB.

Note. – (Band D): Where more than one intermediate frequency is used, the requirement shall be met at each intermediate frequency.

3.3 Image frequency rejection ratio

The ratio of the input sine-wave voltage at the image frequency to that at the tuned frequency which produces the same indication on the measuring apparatus shall not be less than 40 dB.

Note. – (Band D): Where more than one intermediate frequency is used, the requirement shall be met at each intermediate frequency.

3.4 Other spurious responses

The ratio of the input sine-wave voltage at frequencies other than those mentioned in sub-clauses 3.2 and 3.3 to that at the tuned frequency which produces the same indication on the measuring apparatus shall be not less than 40 dB. Examples of the frequencies from which such spurious responses may occur are:

$$\frac{1}{m} (nf_L \pm f_i), \quad \frac{1}{k} f_0$$

where: n , m and k are integers, and

f_L = local oscillator frequency

f_i = intermediate frequency

f_0 = tuned frequency

Note. – (Band D): 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 apparatus; for example when harmonics of the local oscillators differ in frequency by that of the one of intermediate frequencies. The requirements under this heading therefore cannot apply in these latter cases. The effect of these spurious responses is dealt with in Sub-clause 5.2.

4. Limitation of intermodulation effects

The response of the measuring apparatus shall not be influenced by intermodulation effects. This condition will be considered as fulfilled if the apparatus satisfies the following test:

The test apparatus shall be as shown in Figure 3, page 190. The measuring apparatus, tuned to a certain frequency, is preceded by a filter which is tuned to the same frequency and introduces an attenuation of at least 40 dB at this frequency. The 6 dB bandwidth of the filter shall lie between the values a and b in the table below.

When a pulse generator producing pulses, having a spectrum substantially uniform up to c MHz but at least 10 dB down at d MHz, is substituted for the sine-wave generator, the attenuation introduced by the filter shall be not less than 36 dB.

The above constants are as follows:

Band	a	b	c	d
A	400 Hz	4 000 Hz	0.15 MHz	0.3 MHz
B	20 kHz	200 kHz	30 MHz	60 MHz
C	500 kHz	2 000 kHz	300 MHz	600 MHz
D	500 kHz	6 000 kHz	1 000 MHz	2 000 MHz

5. Limitation du bruit de fond et des signaux brouilleurs endogènes

5.1 Bruit aléatoire

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

Note. – Pour un appareil de mesure comportant un affaiblisseur incorporé dans l'amplificateur à fréquence intermédiaire cette condition est considérée comme satisfaite si l'appareillage répond à l'épreuve suivante:

Un signal sinusoïdal est appliqué à l'entrée de l'appareil de mesure et ajusté à une valeur efficace S telle que l'indicateur de sortie se fixe sur un repère Θ . Un affaiblissement de 10 dB est introduit dans les étages à fréquence intermédiaire. Le niveau du signal à l'entrée est alors augmenté de façon à ramener l'indicateur sur son repère Θ . L'accroissement de niveau correspondant du signal doit être compris entre 10 dB et 11 dB.

5.2 Onde entretenue (bande D seulement)

Lorsqu'on utilise plus d'une fréquence intermédiaire, l'existence de réponses indésirables du type décrit dans la note du paragraphe 3.4 ne doit pas provoquer d'erreurs de mesure supérieures à 1 dB, quel que soit le signal appliqué à l'entrée de l'appareil de mesure. L'épreuve est conduite comme indiqué au paragraphe 5.1, mais l'affaiblissement est introduit dans les étages à fréquence intermédiaire après le dernier changeur de fréquence.

6. Blindage

Note. – Un blindage supplémentaire peut être requis pour le fonctionnement en présence d'intensités de champ ambiant très élevées.

6.1 Bande A

L'antenne étant déconnectée, un câble d'antenne approprié de 1 m de longueur au moins est branché à l'entrée antenne de l'appareil de mesure; l'autre extrémité de ce câble est connectée à une charge convenable (qui peut être blindée). Dans ces conditions, l'appareil de mesure ne doit fournir aucune indication dans un champ ambiant de 10 mA/m.

6.2 Bandes B, C et D

Le blindage de l'appareil de mesure doit être tel que, lorsque l'antenne est retirée, l'indication d'intensité de champ tombe à une valeur de 60 dB au-dessous de la valeur mesurée ou à une valeur non mesurable.

Il devrait être également possible, en toutes circonstances, d'ajuster le gain de l'appareil de mesure à ± 1 dB de la valeur utilisée au cours du tarage initial.

Lorsque l'antenne est retirée, la borne d'entrée correspondante de l'appareil de mesure peut être blindée.

7. Précision de l'appareil de mesure

7.1 Mesure de tension

La précision de mesure des tensions sinusoïdales ne sera pas moindre que ± 2 dB.

Note. – Les exigences relatives à la précision de mesure des impulsions régulièrement répétées ont été indiquées aux paragraphes 2.1 et 2.2. L'influence des caractéristiques de l'appareil de mesure sur sa réponse aux impulsions est discutée à l'article A6 de l'annexe A.

7.2 Mesure de champ

En utilisant une antenne convenable, la précision de mesure de l'intensité du champ d'une onde sinusoïdale ne doit pas être moindre que ± 3 dB. (Des détails sur l'antenne à utiliser sont donnés à l'article 13.)

5. Limitation of background noise and internally generated spurious signals

5.1 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 an effective value S , such that the output meter shows a reference deflection Θ . An attenuation of 10dB is introduced in the intermediate-frequency stages. The level of the input signal is increased so as to restore the output meter to the deflection Θ . The increase of the level of the input signal shall be between 10 dB and 11 dB.

5.2 Continuous wave (Band D only)

Where more than one intermediate frequency is used, the existence of spurious responses as described in the note to Sub-clause 3.4 shall not introduce a measurement error in excess of 1 dB for any signal input to the measuring apparatus. The test shall be carried out as indicated in Sub-clause 5.1, but the attenuation introduced in the intermediate-frequency stages shall occur after the last mixer stage.

6. Screening

Note. – For operation in the presence of very high ambient fields, additional screening may be required.

6.1 Band A

The screening shall be such that when the aerial is removed and the aerial input of the measuring apparatus is connected to an appropriate feeder of at least 1 m in length which is correctly terminated (and which may be screened), the measuring apparatus should provide no indication in an ambient field of 10 mA/m.

6.2 Bands B, C and D

The screening of the measuring apparatus shall be such that, when the aerial is removed, the indication of field strength shall fall to a value 60 dB below the measured value or be not measurable.

It should also be possible under all conditions of use to set the gain of the receiver to within ± 1 dB of the value used during its initial calibration.

When the aerial is removed, the aerial input of the measuring apparatus may be screened.

7. Accuracy of measuring apparatus

7.1 Voltage measurement

The error of measurement of sine-wave voltages shall be not more than ± 2 dB.

Note. – The requirements for the accuracy of regularly repeated pulses have been stated in Sub-clauses 2.1 and 2.2. The effect of the measuring apparatus characteristics on its response to pulses is discussed in Clause A6 of Appendix A.

7.2 Field-strength measurement

When connected to a suitable aerial, the error of measurement of the strength of a uniform sine-wave field shall be not more than ± 3 dB. (Details of the aerial to be used are given in Clause 13.)

SECTION DEUX – MESURE DES PERTURBATIONS RADIOÉLECTRIQUES PAR CONDUCTION

Cette section présente les exigences générales pour la mesure des tensions, intensités et puissances perturbatrices produites par des dispositifs à leurs accès. Des conditions particulières sont spécifiées dans la section quatre pour la mesure de divers types de dispositifs et de systèmes perturbateurs.

8. Réseau fictif

8.1 Généralités

Un réseau fictif est requis pour brancher aux bornes de l'appareil étudié une impédance définie pour les courants à haute fréquence et pour isoler le circuit d'essai vis-à-vis des signaux à haute fréquence indésirables, éventuellement véhiculés par le réseau de distribution.

L'impédance du réseau fictif, vérifiée successivement entre la terre et chaque borne prévue pour le spécimen en essai, doit satisfaire ces prescriptions pour n'importe quelle impédance extérieure connectée entre la borne correspondante du dispositif de découplage et la terre (même court-circuitée), le récepteur de mesure (ou une résistance équivalente) étant branché.

Note. – L'annexe E présente des exemples de réseaux fictifs.

8.2 Montage et impédance pour la bande A

L'impédance du réseau fictif, vérifiée successivement entre la terre et chaque borne prévue pour le spécimen en essai, doit satisfaire ces prescriptions pour n'importe quelle impédance extérieure

8.3 Montage et impédances pour la bande B

8.3.1 Réseaux de distribution à deux conducteurs (alimentation en courant continu ou en courant alternatif monophasé)

- a) Le réseau fictif en V doit présenter une impédance de module égale à $150 \pm 20 \Omega$ et d'argument ne dépassant pas 20° entre chaque borne du dispositif en essai et la masse.
- b) Lorsque la mesure de la composante symétrique ou asymétrique est essentielle, le réseau fictif en triangle doit présenter une impédance de module égale à $150 \pm 20 \Omega$ et d'argument ne dépassant pas 20° , tant entre les deux bornes du dispositif (impédance symétrique) qu'entre ces deux bornes réunies et la masse (impédance asymétrique).

A moins qu'il n'en soit spécifié autrement, les mesures faites conformément à la présente publication dans cette gamme de fréquences sont interprétées en supposant qu'on utilise le réseau qui est décrit au point a).

8.3.2 Réseau de distribution à plus de deux conducteurs (alimentation en courant alternatif triphasé avec ou sans neutre)

Le réseau fictif présente une impédance de module égal à $150 \pm 20 \Omega$ et d'argument ne dépassant pas 20° en valeur absolue, entre chacun des conducteurs, neutre compris s'il y a lieu, et la masse.

8.3.3 Matériels absorbant des intensités comprises entre 25 A et 100 A, à installer dans des locaux industriels, domestiques et similaires

Le réseau fictif présente une impédance correspondant à un réseau formé d'une résistance de 50Ω en parallèle avec une inductance de $50 \mu\text{H}$. Une tolérance de 20 % est admise, conformément à la figure 5, page 192.

SECTION TWO – CONDUCTION MEASUREMENTS OF RADIO INTERFERENCE

This section lays down the general requirements for the measurement of terminal radio interference voltages, currents and power produced by devices. Special conditions for the measurement of radio interference voltages produced by various types of interference-producing devices and systems are given in Section Four.

8. Artificial mains network

8.1 General

An artificial mains network is required to provide a defined impedance at high frequencies across the terminals of the device under test, and to isolate the test circuit from unwanted radio-frequency signals on the supply mains.

The impedance of the artificial mains network, verified in turn between earth and each terminal provided for the specimen under test, shall comply with these requirements for any external impedance connected between the corresponding terminal of the isolating network and earth (even short-circuited), with the measuring receiver (or an equivalent resistance) connected.

Note. – Examples of artificial mains networks are given in Appendix E.

8.2 Arrangement and impedance for Band A

The artificial mains network shall have an impedance between each conductor and earth whose magnitude at any one frequency is within 20% of that shown in Figure 4, page 191.

8.3 Arrangement and impedances for Band B

8.3.1 Two-wire circuits (d.c. or single-phase a.c. supply)

- a) The artificial mains V-network shall give an impedance having a value of $150 \pm 20 \Omega$ and a phase angle not exceeding 20° between each terminal of the device under test and earth.
- b) Where the measurement of the symmetrical or asymmetrical component is essential, the artificial mains delta network shall give an impedance having a value of $150 \pm 20 \Omega$ and a phase angle not exceeding 20° between both the terminals of the device (symmetrical impedance) and between those two terminals connected together and earth (asymmetrical impedance).

Unless otherwise stated, measurements made in accordance with this publication in this frequency range will be taken as using the network described under item a).

8.3.2 Circuits with more than two conductors (three-phase a.c. supply with or without neutral)

The artificial mains network shall give an impedance having a modulus of $150 \pm 20 \Omega$ and a phase angle not exceeding 20° between each of the conductors, including neutral, if any, and earth.

8.3.3 Equipment requiring currents between 25 A and 100 A, to be installed in industrial, domestic and similar locations

The artificial mains network shall have an impedance corresponding to a network consisting of a resistance of 50Ω in parallel with an inductance of $50 \mu\text{H}$. A 20% tolerance is allowed as shown on Figure 5, page 192.

8.3.4 Matériels prévus pour être reliés à un réseau à basse impédance

Si un dispositif est normalement relié à un réseau à basse impédance, le réseau fictif présente une impédance correspondant à un réseau formé d'une résistance de $50\ \Omega$ en parallèle avec une inductance de $5\ \mu\text{H}$. Une tolérance de 20% est admise, conformément à la figure 6, page 193.

8.4 Montage et impédances pour la bande C

Un énoncé complet des conditions à satisfaire par le réseau fictif, tel qu'on le trouve dans la spécification pour les fréquences comprises entre 0,15 MHz et 30 MHz ne peut être actuellement fourni. Il n'est fait mention que de la disposition générale du réseau et de la valeur nominale des impédances. Les tolérances sur ces impédances ne pourront être fixées que lorsqu'on aura recueilli suffisamment d'information sur les valeurs à la fois adéquates et pratiquement réalisables.

Quel que soit le type du réseau d'alimentation, le réseau fictif normalisé consistera en autant de branches que le réseau d'alimentation comporte de conducteurs.

Chaque branche relie l'un des conducteurs du réseau d'alimentation à la masse de référence du banc de mesure et l'impédance de chaque branche, essentiellement résistive, aura une valeur de $50\ \Omega$.

Note. – Comme indiqué plus haut, la tolérance sur cette valeur d'impédance sera fixée lorsque suffisamment de connaissance aura été recueillie sur les facteurs en jeu. Il se peut qu'il faille normaliser la méthode de connexion, vu que, par exemple, de petites variations de la capacité ou de l'impédance du dispositif de liaison peuvent entraîner des variations appréciables de l'impédance.

8.4.1 Dispositifs reliés à des alimentations à basse impédance (fréquences inférieures à 100 MHz)

Si un dispositif est normalement relié à une alimentation présentant une basse impédance, le réseau fictif pour les fréquences inférieures à 100 MHz présente une impédance correspondant à un réseau formé d'une résistance de $50\ \Omega$ en parallèle avec une inductance de $5\ \mu\text{H}$. Une tolérance de 20% est admise, conformément à la figure 6.

8.5 Découplage

Une impédance de découplage à radiofréquence appropriée sera insérée entre le réseau de distribution et le réseau fictif (voir aussi le paragraphe 9.1) pour soustraire la mesure à l'effet des tensions perturbatrices indésirables véhiculées par le réseau de distribution à toute fréquence d'essai. Cette impédance étant insérée, les prescriptions des paragraphes 8.2, 8.3 ou 8.4, concernant l'impédance du réseau fictif, doivent être satisfaites.

Les éléments constitutifs de cette impédance doivent être aménagés dans un coffret métallique formant blindage en liaison directe avec la masse du banc de mesure.

8.6 Liaison entre le réseau fictif et l'appareil de mesure

Les exigences des paragraphes 8.2, 8.3 ou 8.4, selon le cas, et 8.5, doivent être satisfaites lorsque l'appareil de mesure est branché sur le réseau fictif.

Note. – Seule une liaison asymétrique (une borne à la masse) est envisagée. En général, l'appareil de mesure aura une entrée asymétrique de $50\ \Omega$. Reliée par un câble coaxial de même impédance caractéristique, elle remplacera l'élément du réseau fictif aux bornes duquel on mesure la tension.

8.6.1 Liaison pour la mesure de la tension symétrique

La mesure directe de la tension perturbatrice symétrique n'est envisagée que jusqu'à la fréquence de 1605 kHz. Elle exige l'emploi d'un transformateur symétriseur blindé à bornes primaires isolées de la masse.

8.3.4 *Equipment connected to low impedance power supplies*

When a device is normally connected to a power supply having a low impedance, the artificial mains network shall have an impedance corresponding to a network consisting of a resistance of $50\ \Omega$ in parallel with an inductance of $5\ \mu\text{H}$. A 20% tolerance is allowed as shown on Figure 6, page 193.

8.4 *Arrangement and impedances for Band C*

A complete prescription of the conditions to be satisfied by the artificial mains network, such as is given for the frequency range 0.15 MHz to 30 MHz, is not at present possible. The general form of the network and the nominal values only of the impedances are quoted. The tolerances on the network impedances will be stated after sufficient data have been collected to establish adequate and practicable values.

Whatever may be the type of supply mains, the standard artificial mains network shall consist of as many branches as the supply mains have conductors.

Each branch shall be connected between one of the supply mains conductors and the reference earth of the measuring apparatus. The impedance of each branch shall be substantially resistive and have a value of $50\ \Omega$.

Note. – As stated above, the tolerance on the impedance value will be stated when sufficient knowledge has been obtained regarding the factors which may affect it. It may prove necessary to specify a standard method of connection since, for example, small variations in capacitance or inductance in the connecting arrangement may produce relatively large changes in the impedance.

8.4.1 *Devices connected to low impedance power supplies (frequencies up to 100 MHz)*

When a device is normally connected to a power supply having a low impedance, the artificial mains network for frequencies up to 100 MHz shall have an impedance corresponding to network consisting of a resistance of $50\ \Omega$ in parallel with an inductance of $5\ \mu\text{H}$. A 20% tolerance is allowed as shown on Figure 6.

8.5 *Isolation*

To ensure that, at any test frequency, unwanted signals existing on the supply mains (see also Sub-clause 9.1) do not affect the measurement, suitable radio-frequency impedance shall be inserted between the artificial mains network and the supply mains. With this impedance inserted, the artificial mains impedance requirements given in Sub-clauses 8.2, 8.3 or 8.4 shall be met.

The components forming this impedance shall be enclosed in a metallic screen directly connected to the reference earth of the measuring system.

8.6 *Connection between the artificial mains network and the measuring apparatus*

The requirements of Sub-clauses 8.2, 8.3 or 8.4, as appropriate, and 8.5, shall be satisfied when the measuring apparatus is connected to the artificial mains network.

Note. – Only an asymmetric connection (one terminal to earth) is envisaged. In general, the measuring set will have an asymmetric input of $50\ \Omega$. When connected by a coaxial cable having the same characteristic impedance, it will replace that element of the artificial mains network across which the voltage to be measured appears.

8.6.1 *Connection for the measurement of symmetrical voltage*

Direct measurement of symmetrical interference voltages is envisaged only at frequencies up to 1 605 kHz. The measurements will require the use of a screened and balanced transformer.

Pour ne pas modifier de façon appréciable l'impédance du réseau fictif, le module de l'impédance d'entrée du transformateur doit être supérieur à $1000\ \Omega$ pour toute fréquence comprise entre 150 kHz et 1605 kHz.

La symétrie de l'ensemble constitué par le réseau fictif et l'appareil de mesure branché sur lui par l'intermédiaire du transformateur précité doit être telle qu'une mesure de la tension symétrique ne soit pratiquement pas influencée par la coexistence d'une tension asymétrique.

Cette exigence sera jugée satisfaite si, dans les conditions de mesure définies à l'annexe E, article E3, le rapport de la tension asymétrique injectée U_a à la tension symétrique recueillie U_s est supérieur à 20 : 1 (26 dB) pour toutes les fréquences comprises entre 150 kHz et 1605 kHz.

8.6.2 Liaison asymétrique (un pôle à la terre)

Ce genre de liaison, d'usage général pour les fréquences supérieures à 1605 kHz, sera également utilisé aux fréquences inférieures. Il correspond à la disposition classique d'une entrée de l'appareil de mesure présentant une impédance résistive modérée de valeur Z_0 dont une des extrémités est mise à la masse. En ce cas, cette entrée précitée d'un câble coaxial de même impédance caractéristique prend la place d'une portion Z_0 de l'impédance Z du réseau fictif branchée entre la masse et le point où l'on désire mesurer la tension.

Il ne faut pas perdre de vue que l'appareil de mesure, dans ces conditions, n'indique que la fraction Z_0/Z de la tension recherchée.

9. Mesure des tensions perturbatrices

9.1 Réduction des perturbations non produites par l'appareil en essai

Note. – Dans les fréquences au-dessus de 25 MHz, l'expérience concernant la mesure des tensions perturbatrices est assez restreinte. C'est pourquoi les prescriptions pour ces fréquences doivent être considérées, dans ce paragraphe, comme ayant un caractère provisoire et comme étant sujettes à révision et extension lorsque le progrès des connaissances le permettra. Toutefois, elles pourront utilement servir de guide d'ensemble pour les études.

Les tensions perturbatrices non produites par l'appareil en essai (en provenance du réseau ou produites par des champs étrangers) doivent conduire à une indication d'au moins 20 dB inférieure à la plus faible tension que l'on désire mesurer, ou ne seront pas mesurables.

Les tensions perturbatrices non produites par l'appareil essayé sont mesurées, l'appareil essayé étant connecté mais non mis en service.

Notes 1. – Le respect de cette condition peut imposer l'adjonction d'un filtre supplémentaire sur l'alimentation et le travail en cabine blindée.

2. – Il peut être particulièrement difficile d'assurer le respect de cette condition lors de l'essai d'appareils absorbant un courant important, par exemple plus de 6 A en permanence ou, temporairement, plus de 10 A. Au cas où le bruit résiduel serait supérieur à la limite fixée ci-dessus, sa valeur sera mentionnée dans les résultats de mesure.

9.2 Disposition des appareils et de leur connexion au réseau fictif

9.2.1 Appareils fonctionnant normalement isolés et non tenus à la main

Le paragraphe 6.2.1 de la Publication 14 du C.I.S.P.R. donne le détail de la disposition des appareils normalement isolés et non tenus à la main en fonctionnement.

9.2.2 Appareils fonctionnant normalement isolés et tenus à la main

Les mesures doivent d'abord être effectuées conformément au paragraphe 9.2.1; des mesures additionnelles doivent ensuite être faites en utilisant une «main artificielle» destinée à reproduire l'effet de la main de l'utilisateur.

To avoid appreciable modification of the impedance of the artificial mains network, the input impedance of the transformer shall be not less than 1 000 Ω at all frequencies between 150 kHz and 1 605 kHz.

The balance of the system comprising the artificial mains network and the measuring apparatus connected thereto via the above transformer shall be such that the measurement of symmetrical voltage shall be substantially unaffected by the presence of an asymmetrical voltage.

Compliance with this requirement will be considered satisfactory if under the conditions of measurement prescribed in Appendix E, Clause E3. the ratio of the applied asymmetrical voltage U_a to the indicated symmetrical voltage U_s is greater than 20:1 (26 dB) at all frequencies between 150 kHz and 1 605 kHz.

8.6.2 *Asymmetrical connection (one pole earthed)*

This connection will be used, in general, for frequencies above 1 605 kHz, but may also be used at lower frequencies. It refers to the use of a measuring apparatus having an unbalanced input impedance of comparatively low value Z_o , which, by means of a coaxial cable of the same characteristic impedance, takes the place of a portion Z_o of the impedance Z of the artificial mains network connected between earth and the point where it is desired to measure the voltage.

It should be remembered that, under these conditions, the measuring apparatus indicates only the fraction Z_o/Z of the voltage to be measured.

9. **Measurements of radio-interference voltages**

9.1 *Reduction of interference not produced by the device under test*

Note. – Experience in the measurement of radio-noise voltage in the frequency range above 25 MHz is rather limited. The prescriptions under this heading when applied to this frequency range must therefore be regarded as tentative and open to revision and extension as knowledge and experience are accumulated. They may, however, serve as a useful guide to the general lines along which studies may be made.

Interference voltages not produced by the device under test (arising from the supply mains or produced by extraneous fields) shall give an indication on the measuring apparatus at least 20 dB below the lowest voltage to which it is desired to measure, or shall not be measurable.

The interference voltages not produced by the device being tested are measured when the device under test is connected but not operated.

Notes 1. – Realization of this condition may require the addition of a supplementary filter in the supply mains and the measurements may have to be made in a screened enclosure.

2. – When testing devices having a continuous rating in excess of 6 A, or a short-term rating in excess of 10 A, this condition may be difficult to achieve. Should the background interference be greater than that specified above, it should be quoted in the results of measurement.

9.2 *Disposition of devices and their connection to the artificial mains network*

9.2.1 *Devices normally operated without an earth connection and not held in the hand*

Sub-clause 6.2.1 of C.I.S.P.R. Publication 14 provides details of the disposition of appliances normally operated without an earth connection and not held in the hand.

9.2.2 *Devices normally operated without an earth connection and held in the hand*

Measurements shall first be made in accordance with Sub-clause 9.2.1. Additional measurements shall then be made using an “artificial hand”, intended to reproduce the effect of the user’s hand.

Le paragraphe 6.2.2 de la Publication 14 du C.I.S.P.R. donne le détail de la construction, du raccordement et de la mise en place de la main artificielle lors de la mesure des appareils fonctionnant isolés et tenus à la main.

9.2.3 Appareils qui, en service normal, doivent être reliés à la terre

Les mesures doivent être effectuées avec la masse de l'appareil reliée à celle du banc de mesure. Si l'appareil est livré sans câble souple, il doit être disposé et connecté conformément au paragraphe 6.2.2.3 de la Publication 14 du C.I.S.P.R.

Si l'appareil est livré avec un câble souple, la tension est mesurée à la fiche qui le termine. Les détails de disposition du câble doivent être conformes au paragraphe 6.2.2.3 de la Publication 14 du C.I.S.P.R.

Si le câble comporte un conducteur de terre, la borne de terre de la prise de courant sera reliée à la masse du banc de mesure. S'il n'en comporte pas, la liaison entre les masses de l'appareil et du banc sera assurée conformément au paragraphe 6.2.2.3 de la Publication 14 du C.I.S.P.R. Voir l'annexe F pour de plus amples détails sur l'effet de l'insertion d'une impédance dans le conducteur de terre.

10. Mesures des courants perturbateurs (10 kHz à 150 kHz)

10.1 Introduction

Des mesures de courants perturbateurs peuvent être utiles pour plusieurs raisons. En premier lieu, dans certains appareils, il peut être impossible d'insérer un réseau fictif du type décrit à l'article 9. Cela est particulièrement vrai lorsque les mesures sont effectuées *in situ* et quand l'appareil à mesurer exige de très grandes intensités. Une deuxième raison pour utiliser une sonde de courant est que pour la partie inférieure de la gamme de fréquences l'impédance du réseau devient très petite, si bien que la source perturbatrice se comporte pratiquement comme une génératrice de courant. La mesure de l'intensité de ce courant peut être effectuée au moyen d'un transformateur de courant sans interrompre ni déconnecter la liaison du réseau.

10.2 Caractéristiques

L'appareil de mesure du courant ou «sonde de courant» doit être construit de manière à permettre la mesure du courant perturbateur sans déconnecter les fils d'alimentation. Son impédance d'insertion doit être inférieure à $0,5 \Omega$. L'étalonnage doit être effectué pour une impédance de charge de 50Ω . La caractéristique en fréquence mesurée à l'aide d'un générateur de tension sinusoïdale délivrant une tension mesurable avec précision aux bornes d'une impédance connue ne dépassant pas 50Ω doit peu varier avec la fréquence et ne doit pas présenter d'effet de résonance. Il doit être possible d'effectuer les mesures au moyen de la sonde de courant dans la gamme de fréquences allant jusqu'à 150 kHz sans qu'il y ait apparition d'un effet de saturation pour le courant continu ou le courant à fréquence industrielle dans l'enroulement primaire jusqu'à 100 A.

11. Mesure du pouvoir perturbateur des appareils alimentés par le réseau (30 MHz à 300 MHz)

11.1 Généralités

Il est généralement admis qu'au-dessus de 30 MHz l'énergie perturbatrice des appareils d'utilisation se propage par rayonnement vers l'installation réceptrice perturbée.

L'expérience a montré que l'énergie perturbatrice était surtout rayonnée par la portion de la ligne d'alimentation voisine de l'appareil considéré. On a donc convenu d'appeler pouvoir perturbateur d'un tel appareil la puissance qu'il pourrait fournir à son cordon d'alimentation. Cette puissance est

Sub-clause 6.2.2 of C.I.S.P.R. Publication 14 provides details of the construction, connection and placement of the artificial hand in making measurements of appliances operated without an earth connection and held in the hand.

9.2.3 *Devices normally required to be operated with an earth connection*

The measurements shall be made with the body of the device connected to the general mass of the measuring apparatus. If the device is supplied without a flexible lead, it shall be disposed and connected as specified in Sub-clause 6.2.2.3 of C.I.S.P.R. Publication 14.

If the device is supplied with a flexible lead, the voltage shall be measured at the plug end of the lead. The details of disposition of the lead shall be as set forth in Sub-clause 6.2.2.3 of C.I.S.P.R. Publication 14.

If this lead includes the earthing conductor, the plug end of the earthing conductor shall be connected to the general mass of the measuring apparatus. If an earthing conductor is not included in the flexible lead, the connection to the general mass of the measuring apparatus shall be made as specified in Sub-clause 6.2.2.3 of C.I.S.P.R. Publication 14. For further information on the effect of the insertion of an impedance in the earth lead, see Appendix F.

10. **Measurement of radio-interference current (10 kHz to 150 kHz)**

10.1 *Introduction*

Radio-interference current measurements may be useful for several reasons. The first is that in some devices it may not be possible to insert an artificial mains network of the type described in Clause 9. This is particularly true when tests are being made on installation, and where the device being tested requires very high currents. A second reason for the use of the current probe is that at the lower end of the frequency range the mains impedance becomes very small, so that the interference source looks like a current generator for practical purposes. The measurement of this current can be made by means of a current transformer without interrupting or disconnecting the mains connection.

10.2 *Characteristics*

The current measuring device or “current probe” shall be constructed so as to enable the measurement of the interference current without disconnecting the mains lead. It shall have an insertion impedance of less than $0.5\ \Omega$. The calibration shall be made for an impedance termination of $50\ \Omega$. The frequency characteristic, which can be measured with a sine-wave generator producing an accurately measurable voltage across a known impedance of not more than $50\ \Omega$, shall vary smoothly with frequency and shall not contain evidence of resonant effects. The current probe shall be capable of operation in the frequency range up to 150 kHz without exhibiting saturation effects for direct or power frequency current in the current probe primary winding up to 100 A.

11. **Methods of measurement of interference power from mains-operated devices (30 MHz to 300 MHz)**

11.1 *General*

It is generally considered that for frequencies above 30 MHz the disturbing energy produced by appliances and similar devices is propagated by radiation to the disturbed receiver.

Experience has shown that the disturbing energy is mostly radiated by the portion of the mains lead near the appliance. It is therefore agreed to define the disturbing capability of an appliance as the power it could supply to its mains lead. This power is nearly equal to that supplied by the

sensiblement égale à celle qui est fournie par l'appareil à un dispositif absorbant placé autour de ce cordon à l'endroit où la puissance absorbée est à son maximum.

L'étalonnage est effectué par substitution à l'aide d'un générateur de signal étalon de laboratoire ayant une impédance de sortie de $50\ \Omega$. Le choix de cette impédance a été justifié du point de vue théorique.

11.2. *Mode opératoire*

L'appareil à mesurer est placé sur une table non métallique à 40 cm au moins de tout objet métallique. Le cordon d'alimentation est tendu en ligne droite sur une distance suffisante pour pouvoir placer le dispositif de mesure et ajuster sa position à la résonance. Ce dispositif de mesure entoure le cordon d'alimentation de manière à permettre la mesure d'une quantité proportionnelle à la puissance perturbatrice transmise par la ligne d'alimentation. Il constitue pour le perturbateur une charge dont la composante résistive a une valeur de $100\ \Omega$ à $250\ \Omega$ telle que mesurée par la méthode décrite au paragraphe 11.4.

Ce dispositif de mesure doit aussi assurer une atténuation suffisante des effets perturbateurs se propageant le long de la liaison au réseau d'alimentation.

En service, la position du dispositif de mesure doit être réglée à chaque fréquence d'essai pour obtenir le maximum indiqué.

L'annexe G décrit une manière de vérifier ces exigences.

La puissance mesurée est obtenue par référence à la courbe d'étalonnage déterminée au moyen de la méthode d'étalonnage décrite au paragraphe 11.3.

11.3. *Etalonnage*

Le dispositif de mesure est mis en place conformément au paragraphe 11.2, sauf qu'on remplace le cordon d'alimentation par un conducteur souple isolé de $1\ \text{mm}^2$ à $2\ \text{mm}^2$ de section utile. Au lieu d'aboutir au perturbateur, ce fil est relié à la douille centrale d'une prise coaxiale traversant la paroi d'une cabine blindée. Un générateur ayant une impédance de sortie de $50\ \Omega$ est relié à l'autre extrémité du connecteur par l'intermédiaire d'un atténuateur de $50\ \Omega$ avec une atténuation d'au moins 10 dB.

Le dispositif de mesure est ensuite placé de manière à obtenir l'indication maximale. On trace la courbe d'étalonnage en fonction de la puissance disponible à la sortie de l'atténuateur auxiliaire selon les indications des organes de réglage du générateur. A chaque fréquence on note la distance entre la paroi de la cabine et l'entrée du dispositif de mesure.

11.4. *Mesure de l'impédance*

Le générateur et l'atténuateur sont remplacés par un impédance-mètre. La position du dispositif de mesure est alors réglée à la valeur indiquée au paragraphe 11.3 ci-dessus.

Dans ces conditions, l'impédance mesurée doit être comprise entre $100\ \Omega$ et $250\ \Omega$ et sa composante réactive ne doit pas dépasser 20% de son module.

Note. – Il peut être nécessaire de déplacer légèrement le dispositif de mesure pour réduire la composante réactive. Si le dispositif est satisfaisant, un tel déplacement ne doit pas affecter de manière sensible le niveau de la puissance mesurée.

SECTION TROIS – MESURE DU RAYONNEMENT PERTURBATEUR

Cette section établit les conditions générales pour la mesure des rayonnements perturbateurs produits par les appareils. Les conditions particulières pour la mesure de tels rayonnements produits par différents types de dispositifs et de systèmes perturbateurs sont spécifiées dans la section quatre.

appliance to a suitable absorbing device placed around this lead at the position where the absorbed power is at its maximum.

Calibration is accomplished with a standard laboratory-type signal generator having 50 Ω output impedance. This impedance choice has been justified theoretically.

11.2 *Measurement procedure*

The appliance to be tested is placed on a non-metallic table at least 40 cm from other metallic objects and the mains lead is stretched in a straight line for a distance sufficient to accommodate the measuring equipment, and to permit the necessary measuring adjustment of position for tuning. The measuring device (absorbing clamp) is placed around the mains lead so as to measure a quantity proportional to the interference power on the line, and to present to the appliance an effective impedance having a resistive component between 100 Ω and 250 Ω as measured by the procedure described in Sub-clause 11.4.

It shall also provide adequate attenuation of interference conducted along the mains lead from the mains supply.

In use, the position of the measuring device shall be adjusted at each test frequency to obtain a maximum indicated output.

Appendix G describes a specific method of measurement.

The measured power is derived by reference to the calibration curve which is obtained by means of the calibration procedure described in Sub-clause 11.3.

11.3 *Calibration*

The measuring device is assembled as described in Sub-clause 11.2, except that the mains lead is replaced by an insulated wire of about 1 mm² to 2 mm² effective cross-section, and the end normally connected to the appliance is connected instead to the centre pin of a connector arranged to feed through the wall of a screened enclosure. A generator with 50 Ω output impedance is connected to the other end of the connector through a 50 Ω attenuator having an attenuation of at least 10 dB.

The measuring device is then positioned for maximum indication. From the generator output indication and attenuator setting, a calibration curve can be drawn in terms of the available power at the output of the attenuating pad. The position of the measuring device should be noted for each frequency.

11.4 *Impedance measurement*

The generator and the attenuator are replaced by an impedance measuring instrument. The position of the measuring device is adjusted to that noted in Sub-clause 11.3 above.

Under these conditions, the impedance measured should be between 100 Ω and 250 Ω and not more than 20% reactive.

Note. – It may be necessary to make a small readjustment in the position of the measuring device to satisfy the reactance requirements. In a satisfactory device, the readjustment will not produce a significant change in the measured power.

SECTION THREE – RADIATION MEASUREMENTS OF RADIO INTERFERENCE

This section lays down the general requirements for the measurement of radio-interference fields produced by devices. Special conditions for the measurement of radio-interference fields produced by various types of interference producing devices and systems are given in Section Four.

12. Généralités

Plus que pour les mesures de tensions, l'expérience est encore limitée en fait de mesures des perturbations rayonnées par un appareil et les conducteurs qui lui sont associés. Les prescriptions de la présente section seront sujettes à révision et à extension dès qu'une expérience élargie le permettra.

Il est à prévoir qu'il faudra mesurer la composante électrique ou la composante magnétique ou les deux composantes du rayonnement, si bien que des prescriptions sont données pour les antennes électriques comme magnétiques.

Sauf indication contraire, les résultats des mesures de rayonnement seront exprimés en valeur efficace de la composante électrique du champ d'une onde plane qui produirait la même indication à l'appareil de mesure.

L'antenne et les circuits qui les relient à l'appareil de mesure ne doivent pas affecter sensiblement les caractéristiques globales de l'appareil de mesure.

13. Types d'antennes

13.1 Gamme de fréquences de 10 kHz à 150 kHz

13.1.1 Antenne magnétique

L'expérience a montré que dans cette gamme de fréquences, c'est la composante magnétique qui est à l'origine de la plupart des perturbations observées. Lorsque l'antenne est connectée, les prescriptions générales du paragraphe 3.1 sur les largeurs de bande doivent être respectées.

Pour la mesure de la composante magnétique du rayonnement, on doit utiliser un cadre blindé électriquement. La dimension de ce cadre doit être telle qu'il puisse s'inscrire entièrement dans un carré de 60 cm de côté. On peut également utiliser des antennes convenables à bâtonnet de ferrite.

13.1.2 Symétrisation de l'antenne

La symétrisation de l'antenne doit être telle que, dans un champ uniforme, le rapport entre les indications maximale et minimale obtenues sur l'appareil de mesure par la rotation de l'antenne ne soit pas inférieur à 20 dB.

13.2 Gamme de fréquences de 150 kHz à 30 MHz

13.2.1 Antenne électrique

Pour la mesure de la composante électrique du champ, on peut utiliser soit une antenne symétrique soit une antenne dissymétrique. En ce dernier cas, la mesure se rapportera seulement 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 n'excède pas 10 m, la longueur totale de cette dernière sera de 1 m. Pour les distances supérieures, cette longueur de 1 m sera conservée de préférence, mais si on désire l'accroître on ne dépassera en aucun cas 10% de la distance.

13.2.2 Antenne magnétique

Pour la mesure de la composante magnétique du rayonnement, on doit utiliser un cadre blindé électriquement décrit aux paragraphes 13.1.1 et 13.1.2.

12. General

Experience in the measurement of the radio interference radiated from the device and its associated leads is less extensive than that of voltage measurement. The prescriptions under this heading will therefore be open to revision and extension as knowledge and experience are accumulated.

It is presumed that measurements will need to be made of the electric, the magnetic, or both components of the radiation, and prescriptions for both electric and magnetic aerials have been included.

Unless otherwise stated, the results of radiation measurements shall be expressed in terms of the r.m.s. value of the electric component of the plane wave which would produce the same indication on the measuring apparatus.

The aerial and the circuits inserted between it and the measuring apparatus shall not appreciably affect the overall characteristics of the measuring apparatus.

13. Types of aerials

13.1 *Frequency range 10 kHz to 150 kHz*

13.1.1 *Magnetic aerial*

Experience has shown that in this frequency range, it is the magnetic field component which is primarily responsible for observed instances of interference. When the aerial is connected, the overall bandwidth requirements in Sub-clause 3.1 shall be met.

For the measurement of the magnetic component of the radiation, an electrically-screened loop aerial shall be used. The aerial dimension shall be such that the aerial can be completely enclosed by a square having a side of 60 cm in length. Appropriate ferrite-rod aerials may also be used.

13.1.2 *Balance of aerial*

The balance of the aerial shall be such that, in a uniform field, the ratio between the maximum and minimum indications on the measuring apparatus when the aerial is rotated shall be not less than 20 dB.

13.2 *Frequency range 150 kHz to 30 MHz*

13.2.1 *Electric aerial*

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

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

13.2.2 *Magnetic aerial*

For the measurement of the magnetic component of the radiation, an electrically screened loop aerial, as described in Sub-clauses 13.1.1 and 13.1.2, shall be used.

13.2.3 Symétrisation de l'antenne

La symétrisation de l'antenne utilisée, électrique ou magnétique, doit être telle que, dans un champ uniforme, le rapport entre les indications maximale et minimale obtenues sur l'appareil de mesure par la rotation de l'antenne ne soit pas inférieur à 20 dB.

13.3 Gamme de fréquences de 30 MHz à 300 MHz

13.3.1 Antenne électrique

L'antenne sera un dipôle équilibré dont la longueur correspondra à la résonance pour les fréquences égales ou supérieures à 80 MHz et qui sera maintenue à la valeur de résonance à 80 MHz pour les fréquences inférieures à cette limite; un dispositif transformateur approprié assurera l'accord de l'antenne et son adaptation au conducteur de descente vers l'appareil de mesure. La liaison à l'entrée de l'appareil de mesure se fera au travers d'un dispositif de transformation symétrique-asymétrique.

L'antenne sera 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 doit être réglable entre les hauteurs de 1 m et 4 m.

13.3.2 Symétrisation de l'antenne

La symétrisation de l'antenne sera telle qu'en modifiant son orientation dans un champ uniforme, le rapport des indications extrêmes obtenues sur l'appareil de mesure ne soit pas inférieur à 20 dB.

13.4 Gamme de fréquences de 300 MHz à 1 000 MHz

13.4.1 Antenne électrique

Lorsqu'on utilise un doublet simple, sa symétrisation doit être telle que, dans un champ uniforme, le rapport entre les indications maximale et minimale de l'appareil de mesure obtenues par la rotation de l'antenne soit au moins de 20 dB. L'antenne doit être reliée à l'entrée de l'appareil de mesure par l'intermédiaire d'un transformateur symétrique-asymétrique. Si le câble de liaison n'est pas symétrique, ce transformateur devra être monté au centre du doublet.

L'antenne doit être orientable de façon à pouvoir mesurer les composantes à polarisation verticale et à polarisation horizontale de l'onde incidente. La hauteur du centre de l'antenne au-dessus du sol doit être ajustable entre 1 m et 4 m.

13.4.2 Antennes complexes

Comme pour les fréquences de la gamme de 300 MHz à 1 000 MHz, la sensibilité d'un doublet simple est faible, on peut utiliser des antennes plus complexes. De telles antennes doivent satisfaire aux exigences suivantes:

- a) L'antenne doit être pratiquement polarisée dans un plan. Cette qualité doit être contrôlée comme indiqué pour l'équilibrage 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 rayon direct ne diffère pas de plus de 1 dB de sa réponse dans la direction du rayon réfléchi par le sol.

Cette propriété peut être contrôlée comme suit:

Le diagramme de rayonnement de l'antenne est relevé dans le plan horizontal en disposant l'antenne a) verticalement et b) horizontalement. L'angle 2θ , dans lequel la réponse ne descend pas de plus de 1 dB au-dessous du maximum, est noté dans chaque cas. Les mesures faites dans le plan horizontal sont considérées comme valables dans le plan vertical lorsque l'antenne est tournée de la position verticale à position horizontale et vice versa.

13.2.3 *Balance of aerial*

Where a balanced electric or magnetic aerial is used, the balance shall be such that, in a uniform field, the ratio between the maximum and minimum indications on the measuring apparatus when the aerial is rotated shall be not less than 20 dB.

13.3 *Frequency range 30 MHz to 300 MHz*

13.3.1 *Electric aerial*

The aerial shall be a balanced dipole. For frequencies of 80 MHz or above, the aerial 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.

The aerial shall be orientable so that all polarizations of incident radiation may be measured. The height of the centre of the aerial above ground shall be adjustable between heights of 1 m and 4 m.

13.3.2 *Balance of aerial*

The balance of the aerial shall be such that, in a uniform field, the ratio between the maximum and minimum indications on the measuring apparatus when the aerial is rotated shall be not less than 20 dB.

13.4 *Frequency range 300 MHz to 1 000 MHz*

13.4.1 *Electric aerial*

When a simple dipole aerial is used, the balance of the aerial shall be such that, in a uniform field, the ratio between maximum and minimum indications on the measuring apparatus when the aerial is rotated shall be not less than 20 dB. The aerial shall be connected to the input of the measuring apparatus through a balanced-unbalanced transformer. If an unbalanced feeder is used, the transformer shall be mounted at the centre of the dipole aerial.

The aerial shall be rotatable so that both vertical and horizontal components of the incident radiation may be measured. The height of the centre of the aerial above ground shall be adjustable between heights of 1 m and 4 m.

13.4.2 *Complex aerials*

Since at the frequencies in the range 300 MHz to 1 000 MHz, the sensitivity of the simple dipole aerial is low, more complex aerials may be used. Such aerials must satisfy the following requirements:

- a) The aerial shall be substantially plane polarized. This shall be checked in the same manner as for balance of a simple dipole aerial.
- b) The main lobe of the radiation pattern of the aerial 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 shall not differ by more than 1 dB.

This may be checked as follows:

The radiation pattern of the aerial is checked in the horizontal plane when the aerial is mounted a) vertically and b) horizontally. The angle of Θ over which the response does not fall below maximum by more than 1 dB is noted in each case. The measurements made in the horizontal plane are presumed to hold for the vertical plane when the aerial is turned from vertical to horizontal and vice versa.

- c) Le rapport d'onde stationnaire aux raccords de la ligne avec l'antenne et avec l'entrée de l'appareil de mesure ne doit pas dépasser 2,0.

Note. – Les exigences ci-dessus pour une antenne complexe sont prévues de manière que les caractéristiques de l'antenne utilisée soient sensiblement les mêmes que pour un doublet simple, à l'exception du gain, pour des hauteurs au-dessus du sol de l'antenne et de l'appareil en essai et une distance entre eux conformes à la formule:

$$\operatorname{tg} \theta = (h_1 - h_2)/d$$

où:

h_1 = hauteur de l'antenne

h_2 = hauteur de l'appareil en essai

d = distance entre l'antenne et l'appareil en essai

14. Distances de mesure

Une investigation complète du rayonnement émis par une source requiert l'exécution de mesures à plusieurs distances de cette source.

Les distances préférentielles de mesure sont:

3 m, 10 m, 30 m, 100 m, etc.

Dans des cas particuliers, d'autres distances peuvent être choisies. On indiquera toujours les hauteurs vis-à-vis du sol de l'antenne et de la source (perturbatrice) ainsi que le point de cette dernière servant d'origine pour la mesure des distances.

Dans le cas de l'emploi d'une antenne complexe, il sera nécessaire de spécifier également le point de cette antenne qui a été utilisé pour évaluer les distances.

15. Emplacement d'essai

L'emplacement d'essai doit être libre de tout objet réfléchissant sur une surface aussi étendue que possible.

Note. – A titre d'exemple, un emplacement d'essai peut être regardé comme convenable s'il est libre de tout objet réfléchissant à l'intérieur du périmètre d'une ellipse dont le grand axe serait double de la distance entre les foyers et le petit égal à $\sqrt{3}$ fois cette distance. L'appareil en essai et l'appareil de mesure sont placés respectivement à chaque foyer.

Il convient de noter que le chemin de tout rayon réfléchi par un objet situé sur le périmètre de l'ellipse est double de celui du rayon direct entre les deux foyers.

15.1 Disposition des appareils et de leur connexion au réseau

Les dispositions des appareils et des conducteurs restent conformes au paragraphe 9.2 pour la mesure des tensions perturbatrices.

La plus élevée des mesures obtenues doit être prise comme niveau du rayonnement perturbateur.

Aucun champ éventuellement rayonné par les conducteurs du réseau d'alimentation aboutissant au réseau fictif normalisé ne doit affecter les mesures. Pour s'en assurer, on effectuera des mesures avec l'appareil en essai raccordé mais non mis en service.

Pour des mesures à courte distance, il importe de ne pas placer le réseau fictif normalisé entre l'appareil en essai et l'antenne. En règle générale, la position de l'appareil correspondra, autant que possible, à son emploi normal.

En ce qui concerne la mise à la terre (s'il y a lieu), on retiendra la combinaison la plus défavorable de masse libre reliée à la terre (avec ou sans interposition d'une impédance) et l'emploi ou non de la main artificielle.

- c) The standing wave ratio in the aerial-aerial feeder measuring apparatus input circuit shall not exceed 2.0.

Note. – The foregoing requirements for the complex aerial are intended to ensure that the properties of the aerial used will be substantially the same as those of a simple dipole, apart from the aerial gain, for heights above ground of the aerial and device under test and distance between aerial and device under test related by the formula:

$$\tan \theta = (h_1 - h_2)/d$$

where:

h_1 = aerial height

h_2 = height of device under test

d = distance between aerial and device under test

14. Distances of measurement

A complete investigation of the radiation emitted by a source requires measurement at a number of distances from the source.

Preferred distances for measurement are:

3 m, 10 m, 30 m, 100 m, etc.

For special cases, other distances may be used. In all cases, the heights of the aerial and the (interference) source above earth shall be stated, together with the point on the source from which the distance to the aerial is measured.

When a complex aerial is used, it will be necessary to specify the point on the aerial from which the distances are measured.

15. Test site

The test site should be free from reflecting objects over as wide an area as is practicable.

Note. – As an example, a suitable test site is one which is free from reflecting objects within the perimeter of an ellipse having a major axis equal to twice the distance between foci and a minor axis equal to $\sqrt{3}$ times this distance. The device under test and the measuring apparatus are placed at each of the foci respectively.

It may be noted that the path of the ray reflected from any object on the perimeter of the ellipse will be twice the length of the direct ray path between the foci.

15.1 Disposition of devices and their connection to the mains

The arrangements of the devices and connecting leads shall be the same as those prescribed in Sub-clause 9.2 for the measurement of radio-interference voltages.

The highest value measured shall be taken as the level of radiation.

Any field emitted by conductors on the supply mains side of the artificial mains network should not affect the measurement. To check this, measurements are made with the device under test connected but not operated.

For measurements at short distances, it is important that the artificial mains network shall not be placed between the device under test and the aerial. As a general rule, the device should, during measurement, be located as nearly as possible in a position corresponding to its normal use.

For devices normally requiring an earth connection, the most unfavourable condition, earthed (with or without impedance in earth connection) or unearthed, and the use or not of an artificial hand is employed.

16. Modalités d'exécution des essais

On relève le diagramme de rayonnement de l'appareil en essai et on adopte pour résultat de la mesure la valeur la plus élevée obtenue. Sauf indication contraire, la hauteur de l'antenne de mesure est ajustée, pour chaque fréquence d'essai, au maximum de déviation de l'appareil de mesure (voir annexe H).

16.1 Détermination de la valeur du champ dans la direction du rayonnement maximal

On doit faire tourner les appareils électriques portatifs de faible poids afin de déterminer la valeur du champ dans la direction du rayonnement maximal. Cette opération doit être effectuée pour une ou plusieurs fréquences choisies. S'il apparaît que la direction du champ maximal varie d'une manière appréciable en fonction de la fréquence, il faut redéterminer, pour chaque nouvelle fréquence, la direction du champ maximal. Dans le cas des appareils lourds et encombrants, l'appareil de mesure des perturbations doit être déplacé autour de l'appareil pour déterminer la direction du champ maximal. Un dispositif tournant qui satisfait par ailleurs aux exigences d'installation peut être utilisé à cet usage.

16.2 Essai en espace libre (à grande distance de l'appareil en essai)

Les essais doivent être effectués de la manière indiquée à l'article 15, sauf que la distance de l'appareil en essai à l'antenne doit être indiquée et que l'appareil de mesure des perturbations ne doit pas être relié à la terre.

16.3 Essais sur installation

S'il n'existe pas d'instructions détaillées, on doit effectuer des mesures pour localiser la direction du champ maximal rayonné. On ne doit pas utiliser de réseau fictif. Les effets de la nature du sol et des obstacles terrestres sont traités à l'annexe I.

16.4 Méthodes de mesure de la puissance rayonnée par les appareils à batteries incorporées (30 MHz à 300 MHz)

16.4.1 Emplacement de mesure

L'emplacement de mesure doit consister en un terrain uni, dépourvu de surfaces réfléchissant les ondes de façon appréciable. On peut employer des emplacements intérieurs, mais ils peuvent exiger des dispositions spéciales pour satisfaire aux prescriptions dans la partie supérieure de la gamme de fréquences, telles qu'un réflecteur en dièdre s'ajoutant à l'antenne de mesure ou un mur absorbant derrière l'appareil en essai. On vérifie comme suit que l'emplacement convient (voir figure 7, page 194):

On place deux doublets demi-onde horizontaux (voir note, page 44) à environ la même hauteur h de l'ordre de 1,5 m au-dessus du sol et à une distance d entre eux de l'ordre de 3 m. Le doublet B est relié à un générateur de signaux et le doublet A à l'entrée de l'appareil de mesure. On accorde le générateur de signaux pour obtenir l'indication maximale sur l'appareil de mesure et on règle son niveau de sortie à une valeur appropriée. On considère que l'emplacement convient à l'objet de la mesure à la fréquence d'essai si l'indication de l'appareil de mesure ne varie pas de plus de $\pm 1,5$ dB quand on déplace le doublet B de 100 mm dans une direction quelconque. On répète l'essai sur toute la gamme de fréquences à des intervalles de fréquences suffisamment petits pour garantir que l'emplacement est satisfaisant pour toutes les mesures.

16.4.2 Méthode de mesure

Pour chaque fréquence d'essai, on place l'appareil en essai et le doublet demi-onde horizontal de mesure A à la distance d et à la hauteur h sur des supports non métalliques. On emploie les mêmes positions que pour l'étalonnage de l'emplacement d'essai, mais on peut faire varier légèrement la

16. Test procedure

The radiation pattern of the device under test shall be checked. The highest value measured shall be taken as the level of the radiation. Unless otherwise stated, the height of the measuring aerial shall be adjusted for maximum indication for each test frequency (see Appendix H).

16.1 *Determination of field strength in direction of maximum radiation*

Lightweight portable electric devices shall be rotated to determine the field strength in the direction of maximum radiation. This shall be done at a selected frequency or frequencies. If there is evidence that the direction of maximum field changes markedly with frequency, the direction of maximum field shall be redetermined at each new frequency. For large heavy devices, the radio interference measuring apparatus shall be moved around the device to determine the direction of maximum field strength. A turntable arrangement that otherwise satisfies the configurational requirements may be used for convenience.

16.2 *Open-space tests (remote from test device)*

Tests shall be performed the same as in Clause 15, except that the distance from the device under test to the aerial shall be as required, and the radio interference measuring apparatus shall not be grounded.

16.3 *Tests on installation*

If no detailed instructions are given, measurements shall be made to locate the direction of maximum radiated field. Artificial mains networks shall not be used. The effects of the nature of the soil and of obstacles on the ground are discussed in Appendix I.

16.4 *Methods of measurement of radiated power from devices with built-in batteries (30 MHz to 300 MHz)*

16.4.1 *Measuring site*

The measuring site shall be a level area free from appreciable wave-reflecting surfaces. Indoor sites may be used, but may need special arrangements in order to meet the requirements in the upper part of the frequency range – for example, a corner reflector added to the measuring aerial, or an absorbing wall behind the appliance under test. The suitability of the site shall be determined as follows (see Figure 7, page 194):

Two horizontal half-wavelength dipoles (see note, page 45) shall be placed at approximately the same height h in the order of 1.5 m above the ground and spaced at a distance d in the order of 3 m. Dipole B shall be connected to a signal generator and dipole A to the input of the measuring set. The signal generator shall be tuned to give maximum indication on the measuring set and its output adjusted to a convenient level. The site shall be considered suitable for the purpose of measurement at the test frequency if the indication on the measuring apparatus changes by no more than ± 1.5 dB when dipole B is moved 100 mm in any direction. The test shall be repeated throughout the frequency range at frequency intervals small enough to ensure that the site is satisfactory for all measurements.

16.4.2 *Method of measurement*

For each test frequency, the device under test and the horizontal half-wavelength measuring dipole A shall be placed at the distance d and at the height h on non-metallic supports. The same positions shall be used as when calibrating the test site, but the position of the receiving aerial may be

position de l'antenne de réception pour assurer qu'elle ne se situe pas à un minimum dû à une combinaison spéciale du type de rayonnement et des réflexions. Le doublet doit être perpendiculaire à un plan passant par son centre et celui de l'appareil. Celui-ci doit être placé de façon telle que sa plus grande dimension soit d'abord horizontale, puis verticale. Dans chaque position on le fait tourner à 360° dans le plan horizontal. La plus grande valeur Y est prise comme valeur caractéristique de l'appareil.

L'appareil étant mis hors circuit et retiré de la surface de mesure, on place le centre du doublet demi-onde rayonnant horizontal B au centre de la position précédemment occupée par l'appareil et parallèlement au doublet A. La puissance perturbatrice de l'appareil est définie comme la puissance aux bornes du doublet B lorsque le générateur de signaux est réglé pour donner sur l'appareil de mesure la même indication que celle relevée précédemment (Y).

Note. – On peut employer des doublets raccourcis ou des antennes à large bande. Le doublet B et tout élément d'adaptation interposé entre le doublet et le générateur de signaux doivent être étalonnés pour l'efficacité du transfert de puissance.

SECTION QUATRE – MÉTHODES DE MESURE DE DIFFÉRENTS TYPES DE DISPOSITIFS ET SYSTÈMES PERTURBATEURS

Cette section établit les conditions particulières qu'il faut respecter lors de la mesure des tensions perturbatrices aux bornes, de courants, de puissance et de champs produits par des dispositifs et des systèmes perturbateurs.

Cette section est divisée en plusieurs articles, dont chacun prescrit les conditions particulières pour un type particulier de dispositif ou de système.

D'autres articles seront ajoutés au fur et à mesure que la nécessité s'en fera sentir et qu'on aura mis au point les techniques appropriées.

17. Appareils à usages domestiques (récepteurs de radiodiffusion et de télévision exclus)

17.1 *Mesure des tensions perturbatrices (0,15 MHz à 30 MHz)*

La mesure des tensions perturbatrices aux bornes de l'appareil doit être effectuée conformément aux recommandations de l'article 9.

Le paragraphe 6.2 de la Publication 14 du C.I.S.P.R. contient les conditions particulières qui sont applicables à la mesure des tensions perturbatrices produites par des appareils domestiques.

17.2 *Mesure des intensités perturbatrices (10 kHz à 150 kHz)*

La mesure des intensités perturbatrices doit être effectuée conformément aux recommandations de l'article 10.

17.3 *Mesure des puissances perturbatrices (30 MHz à 300 MHz)*

La mesure des puissances perturbatrices dues à un appareil domestique alimenté par le réseau doit être effectuée conformément aux recommandations de l'article 11.

Le paragraphe 7.2 de la Publication 14 du C.I.S.P.R. contient les conditions particulières qui sont applicables à la mesure des puissances perturbatrices dues aux appareils d'utilisation domestique.

varied slightly to ensure that it is not located at a minimum caused by special combination of radiation pattern and reflections. The dipole shall be normal to a vertical plane through its centre and that of the device. The device shall be positioned so that its longest dimension is firstly horizontal and secondly vertical. In each position, it shall be rotated 360° in the horizontal plane. The highest reading Y shall be the characteristic value for the device.

With the device switched off and removed from the test area, the horizontal half-wavelength radiating dipole B shall be placed with its centre at the centre of the position formerly occupied by the device, and parallel to dipole A. The interference power of the device is defined as the power at the terminals of dipole B when the signal generator is adjusted to give the same indication on the measuring set as that recorded earlier (Y).

Note. – Shortened dipoles or broadband aeriols may be used. Dipole B and any matching unit interposed between the dipole and the signal generator must be calibrated for power transfer efficiency.

SECTION FOUR – METHODS OF MEASUREMENT OF VARIOUS TYPES OF INTERFERENCE-PRODUCING DEVICES AND SYSTEMS

This section lays down special requirements that have to be met in the measurement of terminal interference voltages, currents, power and fields generated by interference-producing devices and systems.

It is divided into a number of clauses, each stipulating or referring to the special requirements for a particular type of device or system.

Other clauses will be added as the need arises and when the appropriate techniques have been developed.

17. Domestic appliances (excluding radio and television receivers)

17.1 Measurement of interference-producing voltages (0.15 MHz to 30 MHz)

The measurement of interference-producing voltages at the terminals of the appliance should be made in accordance with the recommendations of Clause 9.

Specific conditions applicable to the measurement of interference-producing voltages produced by domestic appliances are set forth in C.I.S.P.R. Publication 14, Sub-clause 6.2.

17.2 Measurement of interference-producing current (10 kHz to 150 kHz)

The measurement of interference-producing currents should be made in accordance with the recommendations of Clause 10.

17.3 Measurement of interference-producing power (30 MHz to 300 MHz)

Measurement of interference-producing power from mains-operated domestic appliances should be made in accordance with the recommendations of Clause 11.

Specific conditions applicable to the measurement of interference-producing power produced by domestic appliances are set forth in C.I.S.P.R. Publication 14, Sub-clause 7.2.

17.4 Mesure des champs perturbateurs

La mesure des champs perturbateurs créés par les dispositifs et leurs conducteurs associés doit être effectuée conformément aux recommandations de la section trois.

L'article 8 de la Publication 14 du C.I.S.P.R. contient les conditions particulières qui sont applicables à la mesure des champs perturbateurs émis par les appareils d'utilisation domestique.

18. Récepteurs de radiophonie et de télévision

Le rayonnement perturbateur émis par les récepteurs de radiophonie et de télévision doit être mesuré conformément aux recommandations de la Publication 13 du C.I.S.P.R.

19. Equipements industriels, scientifiques et médicaux (ISM) à fréquences radioélectriques

19.1 Appareil de mesure (0,15 MHz à 1 000 MHz)

L'appareil de mesure normalisé doit satisfaire aux spécifications de la section un de la présente publication. Lorsque la perturbation est une onde entretenue, il n'est pas indispensable d'utiliser l'appareil de mesure du C.I.S.P.R., sous réserve que l'appareil employé donne des résultats dont on puisse faire la corrélation avec des mesures effectuées au moyen de l'appareil de mesure du C.I.S.P.R.

L'attention est attirée sur l'intérêt que présente l'emploi d'un récepteur panoramique, en particulier si la fréquence de travail change d'une manière appréciable au cours d'un cycle de traitement (voir l'annexe B).

Note. – On doit prendre soin de s'assurer que le blindage du récepteur et ses caractéristiques de sélectivité vis-à-vis des fréquences indésirables sont suffisants quand on effectue des mesures sur un appareil de puissance élevée.

19.2 Méthodes de mesure

La Publication 11 du C.I.S.P.R. détaille les méthodes de mesure suivantes:

- a) Mesures des tensions radioélectriques, paragraphe 5.1.2.
- b) Mesure des champs perturbateurs, paragraphe 5.1.3.
- c) Antenne pour la mesure du champ magnétique aux fréquences inférieures à 30 MHz, paragraphe 5.1.3.1.
- d) Antenne pour la mesure du champ électrique aux fréquences supérieures à 30 MHz, paragraphe 5.1.3.2.
- e) Distance de mesure, paragraphe 5.1.3.3.
- f) Terrain d'essai normalisé, paragraphe 5.1.3.4.
- g) Disposition des appareils et connexion de ceux-ci au réseau, paragraphe 5.1.3.5.
- h) Mesure du rayonnement d'un appareil ISM en présence de signaux provenant d'émissions radioélectriques, paragraphe 5.1.3.6.

20. Systèmes d'allumage de véhicules à moteur et autres engins

Le rayonnement de l'énergie électromagnétique des véhicules à moteur et autres engins à combustion interne doit être mesuré conformément aux recommandations de la Publication 12 du C.I.S.P.R. Cette publication traite aussi des méthodes de mesure de l'affaiblissement d'insertion pour les dispositifs d'antiparasitage.

17.4 *Measurement of interference-producing fields*

The measurement of interference-producing fields created by the devices and their associated conductors should be made in accordance with the recommendations of Section Three.

Specific conditions applicable to the measurement of interference-producing fields produced by domestic appliances are set forth in C.I.S.P.R. Publication 14, Clause 8.

18. **Radio and television receivers**

The interference-producing radiation generated by radio and television receivers should be measured in accordance with the recommendations of C.I.S.P.R. Publication 13.

19. **Industrial, scientific and medical (ISM) radio-frequency equipment**

19.1 *Measuring apparatus (0.15 MHz to 1 000 MHz)*

The standard measuring apparatus shall comply with the requirements of Section One of this publication. When the interference is continuous wave, it is not essential to use a C.I.S.P.R. measuring apparatus, provided the apparatus used gives results which can be correlated with measurements made with the C.I.S.P.R. measuring apparatus.

Attention is drawn to the convenience of using a panoramic receiver, particularly if the working frequency changes appreciably during the measurement (see Appendix B).

Note. – Care should be taken to ensure that the screening and the spurious response rejection characteristics are adequate when making measurements on high-power equipment.

19.2 *Methods of measurement*

C.I.S.P.R. Publication 11 provides details of the following methods of measurement:

- a) Measurement of r.f. voltage, Sub-clause 5.1.2.
- b) Radiation measurements, Sub-clause 5.1.3.
- c) Magnetic aerial for frequencies below 30 MHz, Sub-clause 5.1.3.1.
- d) Electric aerial for frequencies above 30 MHz, Sub-clause 5.1.3.2.
- e) Distance of measurement, Sub-clause 5.1.3.3.
- f) Standard test site, Sub-clause 5.1.3.4.
- g) Disposition of equipment and its connection to the supply mains, Sub-clause 5.1.3.5.
- h) Measurement of the radiation from ISM equipment in the presence of signals from radio transmitters, Sub-clause 5.1.3.6.

20. **Ignition systems of motor vehicles and other devices**

The radiation of electromagnetic energy from motor vehicles and other devices equipped with internal combustion engines should be measured in accordance with the recommendations of C.I.S.P.R. Publication 12. This publication also states methods of measurement of insertion loss of suppression devices.

21. Réseaux de transmission d'énergie à haute tension

21.1 Fréquence de mesure

La fréquence de mesure de référence doit être de 500 kHz. Les mesures doivent être faites de préférence à cette fréquence ou à une valeur voisine (± 100 kHz par exemple). Il est normalement nécessaire dans une mesure de champ d'effectuer un examen approfondi du spectre de bruit afin d'en déduire une courbe moyenne permettant d'éviter les erreurs qui pourraient résulter de la présence d'ondes stationnaires.

Notes 1. — Le choix de la fréquence de 500 kHz se justifie du fait qu'en général la zone de décroissance du spectre des perturbations n'est pratiquement pas encore atteinte. De plus, cette fréquence se situe entre les gammes réservées aux ondes longues et moyennes de la radiodiffusion, ce qui la rend fréquence « libre » en beaucoup de pays.

2. — En cas d'essais en laboratoire, une fréquence de mesure de 1 MHz est souvent avantageuse étant donné le nombre déjà élevé d'équipements de mesure appropriés; en outre, les considérations de la note 1 relatives à une fréquence de 500 kHz ne s'appliquent pas aussi rigoureusement pour les essais en laboratoire. Il sera toutefois nécessaire d'établir la corrélation entre les mesures et celles qui seraient réalisées à la fréquence de référence de 500 kHz.

21.2 Mesures de tensions (courants) perturbateurs des équipements de ligne

21.2.1 Circuit d'essai

Les figures 8 et 9, page 195, représentent le schéma du circuit d'essai qui doit être utilisé pour la mesure, en laboratoire, des tensions (courants) perturbateurs engendrés par les équipements à haute tension.

Note. — Le schéma de la figure 8 est d'utilisation générale et doit être considéré comme schéma normalisé. Toutefois, on pourra éventuellement se servir du schéma représenté par la figure 9, qui procède par mesure du courant perturbateur injecté par l'équipement en essai du côté de sa mise à la terre. Cette seconde méthode n'est significative que si l'équipement est représentable par une capacité ponctuelle bien définie; elle sera pour cette raison réservée à l'essai de matériels tels qu'isolateurs courts individuels par exemple. Son intérêt réside dans la possibilité de comparer instantanément le niveau perturbateur de plusieurs isolateurs soumis simultanément à une même haute tension. On peut d'autre part supprimer le condensateur de découplage C_m lorsque sont essayés simultanément plus de cinq isolateurs et lorsqu'on cherche surtout à déceler dans ce lot un élément défectueux; mais il faut noter que le condensateur C_m permet un meilleur filtrage du bruit de fond produit par la source.

21.2.2 Impédance de mesure

L'impédance de la branche de mesure entre le conducteur d'essai et la terre ($Z_s + R_L$ de la figure 8) sera de $300 \pm 40 \Omega$ avec un argument ne dépassant pas 20° .

On peut aussi employer un condensateur C_m à la place du filtre accordé Z_s , à condition que sa capacité soit au moins cinq fois supérieure à la capacité C_e de l'équipement en essai, telle qu'on la mesurerait entre la connexion haute tension (y compris celle-ci) et la terre. Il importe aussi que la fréquence propre de C_m ne soit pas trop basse, ce qui exige un condensateur de réalisation spéciale à très faible inductance propre.

Notes 1 — Une inductance L peut être branchée en parallèle sur la résistance de mesure R_L de façon à dériver le courant à fréquence industrielle.

2. — Le comportement du circuit d'essai peut se contrôler en utilisant un générateur de signaux à haute impédance (par exemple $100\,000 \Omega$) en lieu et place de l'équipement en essai.

21.2.3 Filtre

Le filtre F de la figure 8 doit:

- 1) Ne pas modifier substantiellement, pour la fréquence de mesure, l'impédance entre le conducteur d'essai et la terre (Z_s et R_L de la figure 8).
- 2) S'opposer au passage des perturbations pouvant provenir du générateur à haute tension.

21. Measurement of high-voltage transmission systems

21.1 Measurement frequency

The reference measurement frequency shall be 500 kHz. Measurements should be made preferably at this frequency or close to it (for example ± 100 kHz). For field measurements, it is usually necessary to make a thorough examination of the noise spectrum so that a mean curve may be derived which avoids errors which may be introduced by the presence of standing waves.

Notes 1. – The frequency of 500 kHz has been chosen because, in general, the spectrum of the noise has not yet begun to fall significantly. Also, it is between the long and medium wave broadcast bands and is a “free” frequency in many countries.

2. – For laboratory tests, a measurement frequency of 1 MHz may have an advantage because of the existence of suitable measuring apparatus in large numbers; in addition, the considerations of Note 1 in respect to 500 kHz do not apply so strongly in laboratory tests. In all cases, it will be necessary to correlate the measurements with those which would have been obtained using the reference frequency of 500 kHz.

21.2 Noise voltage (current) measurement for line equipment

21.2.1 Test circuit

The test circuit which should be used for the measurement in a laboratory of the noise voltage (current) generated by high-voltage equipment is shown in Figures 8 and 9 on page 195.

Note. – The arrangement in Figure 8 is for general use and should be regarded as a standard arrangement. However, use can be made of the arrangement shown in Figure 9, which measures the noise current injected by the equipment being tested from its earth side. This second method is significant only if the equipment can be represented by a well-defined capacitance; for this reason, it should be reserved for the testing of components such as short insulators, for example. Its advantage lies in the possibility of making instant comparisons of the level of interference of several insulators subjected simultaneously to the same high tension. It is also possible to omit the decoupling capacitor C_m when more than five insulators are tested simultaneously and when the test is mainly directed at finding a defective element in this group, but it should be noted that capacitor C_m secures a better filtering of the background noise produced by the source.

21.2.2 Measuring impedance

The impedance between the test conductor and earth ($Z_s + R_L$ in Figure 8) shall be $300 \pm 40 \Omega$, with a phase angle not exceeding 20° .

A capacitor C_m may also be used in place of the filter Z_s , provided that its capacitance is at least five times greater than the capacitance C_e of the equipment being tested, as measured between the high tension connection (including the latter) and earth. It is also essential for the resonant frequency of C_m not to be too low, which requires a specially designed capacitor with very low self-inductance.

Notes 1. – An inductor L may be used to shunt power-frequency currents from the network R_L .

2. – The behaviour of the network may be checked by using a high impedance signal generator (e.g. $100\,000 \Omega$) in place of the equipment under test.

21.2.3 Isolating network

The filter F in Figure 8 should:

- 1) Not modify substantially, at the measurement frequency, the impedance between the test conductor and earth (Z_s and R_L of Figure 8).
- 2) Isolate the test circuit from noise which may come from the high voltage generator.

21.2.4 *Longueur du conducteur à haute tension*

La longueur du conducteur à haute tension utilisé pour l'essai, comprise entre le filtre F et l'extrémité libre, restera de préférence inférieure à 5 m. Si les conditions opératoires imposent une plus grande longueur, celle-ci sera indiquée.

21.2.5 *Bruit de fond*

Les tensions perturbatrices non produites par l'objet essayé doivent conduire à une indication sur l'appareil de mesure d'au moins 20 dB inférieure à la plus faible tension que l'on désire mesurer, ou ne doivent pas être mesurables.

21.2.6 *Durée d'application de la haute tension*

Le niveau perturbateur peut dépendre de la durée pendant laquelle l'équipement essayé a été soumis à la haute tension dans le temps qui précède immédiatement la mesure. En conséquence, il est recommandé de commencer par stabiliser le niveau perturbateur à une tension supérieure à la tension de mesure (au maximum 1,5 fois la tension de mesure). Si on désire relever la courbe du niveau en fonction de la tension, on doit opérer par valeurs décroissantes à partir de la tension de stabilisation.

21.2.7 *Effet de la pollution et de la pluie*

Les mesures de bruit sont généralement effectuées lorsque les isolateurs sont secs et propres. Il est recommandé d'effectuer également ces mesures sous pluie artificielle et sur des isolateurs qui auront été exposés dans des régions polluées. À partir de telles mesures, il sera peut-être possible de déterminer l'incidence de l'humidité et de la pollution sur le niveau de bruit produit par différents types d'isolateurs dans des conditions données.

21.3 *Mesure des champs perturbateurs (sur lignes aériennes)*

Note. – L'annexe J expose la nature des perturbations émises par les lignes aériennes ainsi que les principes à observer pour leur mesure.

21.3.1 *Antenne*

L'antenne utilisée doit être de préférence un cadre conforme aux spécifications du paragraphe 13.2.2. On doit s'assurer que les dispositifs d'alimentation ou les autres conducteurs reliés à l'appareil de mesure ne modifient pas l'étalonnage. Il faut également noter que les mesures faites avec une antenne dissymétrique se rapportent uniquement à l'effet du champ électrique sur une antenne verticale.

Notes 1. – L'antenne est orientée autour d'un axe vertical et l'indication maximale est retenue. Si le plan du cadre n'est pas pratiquement parallèle à la direction de la ligne, il convient d'indiquer cette particularité.

2. – La hauteur de 2 m permet l'établissement du cadre sur le toit d'un véhicule.

3. – On peut utiliser un cadre ne répondant pas aux spécifications du paragraphe 13.2.2 pour autant que l'équivalence avec un cadre C.I.S.P.R. soit établie.

4. – La préférence a été accordée aux mesures de la composante magnétique du champ en raison des difficultés que l'on peut rencontrer lors de mesures de la composante électrique par suite du couplage électrique de l'antenne avec la ligne à la fréquence industrielle.

21.3.2 *Distance de mesure*

Il est nécessaire de relever le profil transversal du champ perturbateur. Afin de permettre des comparaisons, la distance de référence définissant le niveau perturbateur de la ligne doit être choisie égale à 20 m; cette distance doit être mesurée depuis le centre du cadre jusqu'au conducteur le plus proche. On doit indiquer la hauteur de ce conducteur au-dessus du sol.

21.2.4 *Length of test conductor*

The length of the test conductor from the filter F to the conductor termination should preferably be not more than 5 m. Where conditions of operation require a greater length of conductor, the length should be stated.

21.2.5 *Background noise*

Noise voltages not produced by the object under test shall give an indication on the measuring apparatus at least 20 dB below the lowest voltage which it is desired to measure, or shall be not measurable.

21.2.6 *Time of application of voltage*

The noise level may depend on the time for which the test object has been stressed immediately prior to the measurement. It is therefore recommended that the noise level be first stabilized for a voltage in excess of that used for the measurement (not more than 1.5 times the measurement voltage). If a curve showing the noise level as a function of the voltage is required, the voltage shall be decreased from the value used for stabilization.

21.2.7 *Effect of pollution and rain*

Noise measurements are usually made when the insulators are dry and clean. It is recommended that measurements should also be made under artificial rain and on insulators which have been exposed to polluted atmospheres. From such measurements, it may be possible to determine the effect of moisture and pollution on the noise level produced by different types of insulator under specific conditions.

21.3 *Radiation measurements (on overhead lines)*

Note. – The nature of and principles to be observed in measuring interference from overhead lines is discussed in Appendix J.

21.3.1 *Aerial*

The aerial should preferably be a loop conforming with the requirements of Sub-clause 13.2.2. A check should be made to ensure that the supply mains or other conductors connected to the measuring apparatus do not affect the calibration. It should also be noted that measurements made with an asymmetrical aerial refer only to the effect of the electric field on a vertical aerial.

Notes 1. – The aerial is rotated about a vertical axis and the maximum indication is quoted. If the plane of the loop is not effectively parallel to the direction of the line, the orientation should be stated.

2. – The height of 2 m permits the use of the aerial on the roof of a motor vehicle.

3. – Loop aerials not conforming to the requirements of Sub-clause 13.2.2 may be used provided that equivalence to the C.I.S.P.R. loop can be demonstrated.

4. – Preference has been given to magnetic field measurement since difficulties may arise with the electric field measurement because of electric induction from the power-frequency voltage on the line.

21.3.2 *Distance of measurement*

It is necessary to determine the transverse profile of the noise field. For purposes of comparison, the reference distance defining the noise level of the line should be 20 m. The distance shall be measured from the centre of the loop to the nearest conductor. The height of the conductor above ground should be noted.

Note. – Si des échelles logarithmiques sont utilisées pour représenter le champ en fonction de la distance, on obtient sensiblement une droite. Dans ces conditions, le champ à 20 m s'obtient facilement par une interpolation ou une extrapolation (voir figure 10, page 196).

21.3.3 *Emplacement de mesure*

Les mesures doivent se faire à mi-distance d'une portée et de préférence sur différentes portées de la ligne. On doit éviter les emplacements voisins d'un changement de direction ou d'un croisement et on doit essayer autant que possible de se placer à plus de 10 km d'une sous-station.

Note. – Des mesures à mi-distance de plusieurs portées devront permettre d'éliminer les erreurs occasionnées par d'éventuelles ondes stationnaires.

21.3.4 *Informations complémentaires*

Les résultats des mesures doivent être accompagnés des informations complémentaires suivantes:

- i) Gradient de potentiel à la surface des conducteurs au moment des mesures (exprimé en valeur efficace) (voir annexe K).
- ii) Conditions atmosphériques: température, pression (altitude), humidité, vitesse du vent, etc.
- iii) Type d'isolateur. Si le type d'isolateur a été soumis à des mesures de tension perturbatrices, information doit en être donnée.
- iv) Configuration de la ligne, notamment:
 - a) présence ou non d'un conducteur de terre;
 - b) nombre de conducteurs par phase et disposition relative;
 - c) nature du conducteur;
 - d) hauteur des conducteurs au-dessus du sol.
- v) Age de la ligne.
- vi) Type de pylônes (en métal, bois ou béton).
- vii) Distance à la sous-station la plus proche et présence ou non de filtres destinés aux communications par courants porteurs.
- viii) Les résultats donnés proviennent-ils d'une mesure isolée ou d'évaluations statistiques?
- ix) Charge de la ligne (lorsque ce renseignement peut présenter un intérêt).
- x) Période au cours de laquelle les mesures ont été effectuées.
- xi) Résistivité du sol lorsqu'elle est connue.

Notes 1. – Il est commode de présenter les résultats sous forme statistique en utilisant les diagrammes de représentation des probabilités cumulatives. On peut résumer les résultats en indiquant les niveaux perturbateurs dépassés pendant 5%, 50% et 95% du temps.

2. – Pour une évaluation complète des perturbations produites par une ligne à haute tension et l'obtention de résultats significatifs, il est nécessaire que les mesures s'étendent sur une période suffisamment longue.

21.3.5 *Réseaux de transport d'énergie à haute tension (au-dessus de 30 MHz)*

21.3.5.1 *Introduction*

Le champ perturbateur rayonné par des lignes d'énergie aux fréquences supérieures à 30 MHz varie d'une façon erratique en fonction du temps, de la fréquence de mesure et de l'emplacement de l'appareil de mesure. Par ailleurs, le spectre ne semble pas présenter d'éléments caractéristiques stables. Ces mesures peuvent également être affectées par des résonances locales, des réflexions et des distorsions du champ, et le rayonnement normal de la ligne peut être masqué par le rayonnement

Note. – If the field is plotted as a function of the distance using a logarithmic scale, a substantially straight line is obtained. Under these conditions, the field at 20 m is readily obtained by interpolation or extrapolation (see Figure 10, page 196).

21.3.3 *Position of measurement*

Measurements should be made at mid-span and preferably at several such positions. Measurements should not be made near points where lines change direction or intersect. Wherever possible, measurements should be made at a distance greater than 10 km from a sub-station.

Note. – Measurement at several mid-span positions will help to avoid errors arising from the effect of standing waves.

21.3.4 *Additional information*

When the results of measurements are submitted, the following additional information should be quoted:

- i) Voltage gradient at conductors – maximum r.m.s. value for voltage on line at time of measurement (see Appendix K).
- ii) Atmospheric conditions – temperature, pressure (altitude), humidity, wind speed, etc.
- iii) Type of insulator – if noise voltage measurements have been made on the type, the information should be included.
- iv) Conductor configuration including:
 - a) presence or not of earth conductor;
 - b) number of conductors per phase and relative disposition;
 - c) nature of conductor;
 - d) height of conductors above ground;
- v) Age of line.
- vi) Line support – metal tower or wood or concrete pole.
- vii) Distance from nearest sub-station and the presence or not of line traps for carrier communication equipment.
- viii) Whether the results are from a single measurement or from a statistical assessment.
- ix) The line loading (where this may be important).
- x) The period over which the observations have been made.
- xi) Resistivity of the soil, if known.

Notes 1. – Data may conveniently be presented in statistical form using cumulative probability paper. Results may be summarized by quoting the noise levels exceeded for 5%, 50% and 95% of the time.

2. – For full assessment of the interference from a high-voltage line, only measurements made over a sufficiently long period may be considered significant.

21.3.5 *High-voltage transmission systems (above 30 MHz)*

21.3.5.1 *Introduction*

The field strength of interference radiated from power lines at frequencies above 30 MHz varies erratically with time, with measured frequency and with position of measurement and there seem to be no stable spectrum singularities. The measurements may also be affected by local resonances, by reflections and by field distortions. Moreover, the normal radiation from the line may be dominated by direct radiation from apparently insignificant local sources. Furthermore, the values of field

direct de sources localisées. De plus, les valeurs des champs perturbateurs sont très faibles comparées aux champs utiles normaux en télévision (en général quelques $\mu\text{V/m}$ à 50 MHz pour une ligne normale qui n'a pas de défectuosité caractérisée). En général, les perturbations en télévision sont dues à des défauts dans les équipements de ligne qui peuvent être éliminés. Le problème est ainsi davantage une question de détection qu'une question de mesure.

Toutefois, si des mesures précises sont demandées, il est nécessaire de prendre plus de précautions que pour les fréquences inférieures à 30 MHz et de définir avec soin les techniques de mesure. Les recommandations correspondantes sont données ci-après.

21.3.5.2 Antenne

Dans la bande 80 MHz à 300 MHz on doit utiliser un dipôle symétrique, accordé à la fréquence de mesure avec son centre situé à $3 \pm 0,2$ m du sol. Pour la bande de 30 MHz à 80 MHz on utilisera un dipôle accordé sur 80 MHz.

Aux fréquences supérieures à 300 MHz, un dipôle ne permet pas une réception suffisante et on doit employer un système d'antenne à gain élevé. On doit suivre les conseils du paragraphe 13.4.2: Antennes complexes, et on doit fournir des renseignements sur le système d'antenne et sa hauteur.

21.3.5.3 Technique de mesure

Lorsqu'on doit rechercher une source locale de perturbations, l'appareil de mesure doit être placé à proximité de cette source, par exemple un pylône. Les mesures doivent être exécutées avec l'antenne placée dans plusieurs directions par rapport à la source. Les positions exactes de l'antenne sont à noter.

Si des mesures doivent être exécutées sur la ligne considérée dans son ensemble, il est conseillé d'éviter les extrémités de la ligne; on choisira autant que possible une section rectiligne, en terrain plat et découvert. Il est également conseillé de faire des mesures à plusieurs endroits le long de la ligne. Dans les deux cas, les mesures devront être faites avec le dipôle horizontal et vertical et, dans la position horizontale, le dipôle sera orienté de façon à donner la valeur maximale. Il faut, par ailleurs, éviter les mesures à une fréquence unique. Un spectre couvrant plusieurs octaves doit être tracé et les mesures répétées plusieurs fois.

Si un profil latéral doit être tracé, la fréquence de mesure sera choisie d'après le spectre trouvé.

Il faut signaler que les perturbations dues à des «défauts» ont, en général, un niveau assez élevé par beau temps. Par temps de pluie, les perturbations diminuent et peuvent même cesser complètement. C'est donc par beau temps que les mesures doivent être exécutées.

Enfin, il est bon de pouvoir contrôler en permanence la sortie de l'appareil de mesure par un écouteur ou un haut-parleur afin d'identifier éventuellement les rayonnements qui ne proviendraient pas de la ligne.

S'il s'agit de perturbations concernant la télévision, un récepteur de télévision peut être utilisé pour ce contrôle.

21.3.6 Effets de propagation

L'annexe L expose les effets de propagation des fréquences radioélectriques sur les lignes de transport d'énergie à haute tension.

strength to be measured are very low in comparison with normal television field strengths – in general for a line which is free from “defect”, the field strength under the line is only a few $\mu\text{V/m}$ at 50 MHz. Generally, interference to television is caused by defects in power line equipment which can be obviated. Thus, the problem is more a question of detection of the fault than one of measurement.

However, if precise measurements are required, it is necessary to take more precautions than are required at frequencies below 30 MHz and to define precisely the measuring technique to be used. Recommendations for making measurements at frequencies above 30 MHz are given below.

21.3.5.2 *Aerial*

A balanced electric dipole, with its centre 3 ± 0.2 m above ground, of resonant length, shall be used for frequencies in the range 80 MHz to 300 MHz. For the frequency range 30 MHz to 80 MHz, an 80 MHz dipole shall be used.

At frequencies above 300 MHz, a dipole aerial gives inadequate pick-up, and a high gain aerial system shall be employed. The guidance in Sub-clause 13.4.2: Complex aerials, should be followed and details of the aerial system and height should be stated.

21.3.5.3 *Measuring technique*

When a local source of interference is being investigated, the position of measurement should be near the source, for example a tower. Measurements should be performed with the aerial located at several points around the source. The exact positions of the aerial shall be recorded.

If measurements have to be made on a power line as a whole, it is suggested that they be made at some distance from the end of the line; a straight section of the line in flat open country is desirable. It is also advisable to make measurements at several points along the line. In both cases, measurements should be made with the dipole vertical and horizontal, and in the horizontal position it should be rotated to give the maximum reading. Single-frequency measurements may be misleading. A frequency spectrum should be plotted, and the measurements repeated several times.

If a lateral profile is to be measured, the optimum frequency setting should be determined only after making spectrum measurements.

It should be noted that interference due to “defects” has generally a relatively high level in fine weather. In rain, this interference diminishes or ceases: therefore, measurements should be made in fine weather.

Finally, it may be useful to monitor the output of the measuring apparatus with headphones or loudspeaker to identify signals not emanating from the line.

If television complaints are being investigated, a television receiver monitor is also desirable.

21.3.6 *Effects of propagation*

The effects of propagation of radio frequencies on high-voltage transmission lines are discussed in Appendix L.

SECTION CINQ – APPAREILS DE MESURE DES PERTURBATIONS
RADIOÉLECTRIQUES COMPORTANT UN DÉTECTEUR AUTRE
QU'UN DÉTECTEUR DE QUASI-CRÊTE

Cette section stipule les qualités requises pour un appareil de mesure des perturbations radioélectriques comportant un détecteur quadratique, de valeur moyenne ou de crête. Il faut noter que, bien que dans cette spécification les caractéristiques auxquelles doivent satisfaire les divers détecteurs soient spécifiées sous la forme de leurs réponses à des impulsions régulièrement espacées, on peut s'attendre à trouver des cas où ces détecteurs seront utilisés pour la mesure de types des perturbations autres que des impulsions. Par exemple, le détecteur de valeur moyenne et le détecteur quadratique peuvent être utiles pour la mesure des perturbations à large bande de nature tout à fait aléatoire, ainsi que pour celle de certains types des perturbations à bande étroite.

Lorsque les perturbations mesurées ont certaines caractéristiques connues, les mesures effectuées avec des appareils ayant diverses largeurs de bande et divers types de détecteurs peuvent être mises en corrélation selon les indications de l'annexe M.

Lorsque l'emploi d'un détecteur particulier n'impose pas d'exigences spéciales quant aux caractéristiques du récepteur, celles-ci doivent être présumées conformes aux spécifications de la section un. En particulier, il convient de satisfaire aux articles ci-après:

Article 3: Sélectivité.

Article 4: Limitation des effets d'intermodulation.

Article 5: Limitation du bruit de fond.

Article 6: Blindage.

Article 7: Précision des appareils de mesure.

22. Détecteur quadratique

22.1 Introduction

Comme la réponse d'un indicateur quadratique est proportionnelle à la racine carrée de la bande passante pour toute perturbation à large bande, il n'est pas nécessaire de spécifier la bande passante à utiliser. Pour une telle perturbation à large bande, le résultat de la mesure peut être exprimé pour une « bande passante de référence de 1 kHz », en divisant la valeur mesurée par la racine carrée de la bande passante quadratique donnée en kilohertz (voir annexe P). Il convient d'indiquer la valeur réelle de la bande passante en même temps que tout résultat de mesure du niveau d'une perturbation. En conséquence, la courbe de sélectivité globale décrite dans l'article 3 pourrait être considérée comme une indication de forme et d'échelle relative de fréquence plutôt que comme une prescription de valeurs absolues.

22.2 Caractéristiques fondamentales

La réponse normale aux impulsions définie au paragraphe 22.3 est calculée sur la base d'un récepteur ayant les caractéristiques fondamentales suivantes (voir annexe N):

Bande passante à 3 dB

B_3 Hz

Facteur de surcharge des circuits précédant le détecteur
(pour n impulsions par seconde)

$1,27 \left(\frac{B_3}{n} \right)^{\frac{1}{2}}$

Note. – Il n'est pas possible, en général, avec ce type de détecteur, de prévoir un facteur de surcharge suffisant pour éviter un fonctionnement non linéaire de l'appareil dans le cas d'impulsions à très faible fréquence de répétition. (La réponse à une impulsion unique n'est pas définie.) Pour chaque utilisation de ce détecteur, il faut déterminer la plus faible fréquence de répétition sans surcharge.

SECTION FIVE – RADIO INTERFERENCE MEASURING APPARATUS HAVING DETECTORS OTHER THAN QUASI-PEAK

This section stipulates the performance requirements for radio interference measuring apparatus employing r.m.s., average and peak detectors. Note that although these are specified in terms of their responses to regularly repeated impulses, these detectors may be expected to find application for the measurement of types of interference other than impulsive. For example, the average and the r.m.s. detectors may be useful in measuring broadband interference having a quite random nature, as well as certain types of narrowband interference.

When the interference being measured has certain known characteristics, measurements made with instruments having various bandwidths and types of detectors can be correlated as discussed in Appendix M.

Where the use of a particular detector does not impose special requirements on a characteristic of the receiver, this characteristic shall be as prescribed in Section One. In particular, this applies to the following clauses:

- Clause 3: Selectivity.
- Clause 4: Limitation of intermodulation effects.
- Clause 5: Limitation of background noise.
- Clause 6: Screening.
- Clause 7: Accuracy of measuring apparatus.

22. R.M.S. detector

22.1 Introduction

Since the response of an r.m.s. meter is proportional to the square root of the bandwidth for any type of broadband interference, the actual bandwidth need not be specified. For such broadband interference, 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 (see Appendix P). The actual value of the bandwidth should be stated when the interference level is quoted. The overall selectivity curve described in Clause 3, therefore, may be regarded as describing the shape only, and the frequency scale interpreted as referring to relative values rather than to absolute values.

22.2 Fundamental characteristics

The normal response to pulses defined in Sub-clause 22.3 is calculated on the basis of a receiver having the following fundamental characteristics (see Appendix N):

Bandwidth at 3 dB	B_3 Hz
Overload factor of circuits preceding the detector (at n pulses per second)	$1.27 \left(\frac{B_3}{n} \right)^{\frac{1}{2}}$

Note. – 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 rates (the response to a single pulse is not defined). In any application of this detector, the minimum pulse rate without overload should be determined.

22.3 Réponse normale d'un appareil de mesure aux impulsions

22.3.1 Réponse en amplitude

La réponse d'un appareil de mesure à des impulsions de $139 B_3^{-1/2} \mu\text{Vs}$ (microvolt seconde), ayant un spectre uniforme au moins jusqu'aux fréquences supérieures de la gamme d'accord du récepteur et se répétant à une fréquence de 100 Hz, doit être égale, pour toutes fréquences d'accord, à la réponse à un signal sinusoïdal non modulé, à la fréquence d'accord du récepteur et de valeur efficace 2 mV, produit par un générateur ayant la même impédance de sortie que le générateur d'impulsions. Une tolérance de $\pm 1,5$ dB est admise sur les niveaux de tension ci-dessus.

22.3.2 Variation en fonction de la fréquence de répétition

La réponse de l'appareil de mesure aux impulsions répétées doit être telle que, pour une indication constante de l'appareil de mesure, la relation entre l'amplitude et la fréquence de répétition suive la loi:

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

Pour un récepteur particulier, la courbe de réponse doit rester entre les limites indiquées dans le tableau suivant:

Fréquence de répétition (Hz)	Valeurs relatives du niveau équivalent des impulsions (dB)
1 000	$-10 \pm 1,0$
100 (référence)	0
20	$+7 \pm 0,7$
10	$+10 \pm 1,0$
2	$+17 \pm 1,7$
1	$+20 \pm 2,0$

Note. – L'annexe P indique le mode de détermination de la réponse aux impulsions d'un récepteur muni d'un détecteur quadratique et la correspondance des indications d'un tel récepteur avec celles d'un récepteur équipé d'un détecteur de quasi-crête.

23. Détecteur de valeur moyenne

Ce type de détecteur a pour fonction essentielle de fournir une mesure de la valeur moyenne de l'enveloppe du signal qui traverse les étages précédant le détecteur.

23.1 Caractéristiques fondamentales

Pour définir la réponse aux impulsions, on fait usage des paramètres suivants:

Bande passante à 3 dB	B_3 Hz
Bande passante effective aux impulsions (voir annexe O, article O2)	B_{imp} Hz
Facteur de surcharge exigé pour les circuits précédant le détecteur (à la fréquence de répétition de n Hz)	$\frac{B_{\text{imp}}}{n}$

Note. – Il n'est pas possible, en général, avec ce type de détecteur, de prévoir un facteur de surcharge suffisant pour éviter un fonctionnement non linéaire de l'appareil dans le cas d'impulsions à très faible fréquence de répétition. (La réponse à une impulsion unique n'est pas définie.) Pour chaque utilisation de ce détecteur, il faut déterminer la plus faible fréquence de répétition sans surcharge.

22.3 Normal response of measuring apparatus to pulses

22.3.1 Amplitude relationship

The response of the measuring apparatus to pulses of $139 B_3^{-1/2} \mu\text{Vs}$ (microvolt second) having a uniform spectrum up to at least the highest tuneable frequency of the apparatus, repeated at a frequency of 100 Hz shall, for all frequencies of tuning, be equal 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. A tolerance of ± 1.5 dB is allowed in the voltage levels prescribed above.

22.3.2 Variation with repetition frequency

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

$$\text{amplitude proportional to } (\text{repetition frequency})^{-\frac{1}{2}}$$

The response curve for a particular receiver shall lie between the limits quoted in the table below:

Repetition frequency (Hz)	Relative equivalent level of pulse (dB)
1000	-10 ± 1.0
100 (reference)	0
20	$+7 \pm 0.7$
10	$+10 \pm 1.0$
2	$+17 \pm 1.7$
1	$+20 \pm 2.0$

Note. – Appendix P deals with the determination of the pulse response of a receiver employing an r.m.s. detector and relates the behaviour of such a receiver to that of a receiver employing the quasi-peak detector.

23. Average detector

This type of detector is designed to read the average value of the envelope of the signal passed through the predetector stages.

23.1 Fundamental characteristics

For use in defining the response to pulses, the following parameters are defined:

Bandwidth at 3 dB	B_3 Hz
Effective impulse bandwidth (see Appendix O, Clause O2)	B_{imp} Hz
Overload factor required for circuits preceding the detector (at a pulse repetition rate of n Hz)	$\frac{B_{\text{imp}}}{n}$

Note. – 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 rates (the response to a single pulse is not defined). In any application of this detector, the minimum pulse rate without overload should be determined.

23.2 Réponse normale aux impulsions d'un appareil de mesure

23.2.1 Réponse en amplitude

La valeur du niveau des impulsions requise pour produire une déviation égale à la réponse d'un signal sinusoïdal non modulé, de fréquence égale à la fréquence d'accord et de valeur efficace 2 mV, produit par un générateur ayant la même impédance de sortie que le générateur d'impulsions, doit être de $\frac{1,4}{n}$ mVs. Pour l'appareil de bande B (section un), la valeur de n à prendre comme référence doit être égale à 500. Dans le cas de l'appareil de bande C, la valeur de n à prendre comme référence doit être égale à 5000.

23.2.2 Variation en fonction de la fréquence de répétition

La réponse de l'appareil de mesure à des impulsions répétées doit être telle que, pour une indication constante de l'appareil de mesure, la relation entre l'amplitude et la fréquence de répétition suive la loi:

amplitude inversement proportionnelle à la fréquence de répétition

Une tolérance de $\pm 1,5$ dB est admise dans la gamme de fréquences comprises entre la fréquence de répétition la plus faible compatible avec le facteur de surcharge pris en considération et une fréquence égale à $B_3/2$.

Note. – L'annexe O indique le mode de détermination de la réponse aux impulsions d'un récepteur muni d'un détecteur de valeur moyenne et la correspondance des indications d'un tel récepteur avec celles d'un récepteur équipé d'un détecteur de quasi-crête.

24. Détecteurs de crête

24.1 Introduction

Deux types de détecteurs de crête sont considérés, à savoir:

- i) un détecteur de crête à lecture directe, et
- ii) un détecteur de crête à polarisation réglable.

Le détecteur de crête à lecture directe peut prendre la forme d'un détecteur de quasi-crête dont les constantes de temps de décharge et de charge sont dans un rapport extrêmement grand. Dans un détecteur du type à polarisation réglable, une tension de polarisation est appliquée à une diode et ajustée au seuil où le signal disparaît à la sortie du détecteur, de telle sorte qu'il ne produise plus aucun effet sur un indicateur de sensibilité adaptée à la précision de mesure globale spécifiée. Dans ce cas, le circuit peut être établi de telle sorte que la polarisation appliquée à la diode agisse sur le circuit du voltmètre et que ce dernier indique la tension d'entrée équivalente correspondant aux divers réglages de polarisation.

Il y a lieu de signaler que, pour ce type de détecteur, le facteur de surcharge nécessaire n'a pas besoin d'être aussi grand que dans le cas des appareils de mesure utilisant d'autres types de détecteur. Lorsqu'on utilise un détecteur du type *i*, le facteur de surcharge doit être adapté à la constante de temps utilisée. Dans le cas d'un détecteur du type *ii*, le facteur de surcharge peut n'être que très peu supérieur à l'unité.

Comme la réponse d'un appareil de mesure de crête à des perturbations isolées est proportionnelle à sa largeur de bande, il n'est pas nécessaire de spécifier la bande passante à utiliser. Pour une telle perturbation, le résultat de la mesure peut être exprimé, pour une «bande passante de référence de 1 kHz», en divisant la valeur mesurée par la bande passante aux impulsions (voir

23.2 Normal response of measuring apparatus to pulses

23.2.1 Amplitude relationship

The value of impulse strength required to produce a deflection equal to the response from an unmodulated sine-wave signal, at the tuned frequency of value 2 mV r.m.s., from a signal generator having the same output impedance as the pulse generator, shall be $\frac{1.4}{n}$ mVs. For the instrument covering range B (Section One), the value of n to be used for reference purposes shall be 500. For the instrument covering range C, the value of n to be used for reference purposes shall be 5000.

23.2.2 Variation with repetition frequency

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

amplitude proportional to (repetition frequency)⁻¹

A tolerance of ± 1.5 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. – Appendix O deals with the determination of the pulse response of a receiver employing an average detector and relates the behaviour of such a receiver to that of a receiver employing the quasi-peak detector.

24. Peak detectors

24.1 Introduction

Two types of peak detector are considered as follows:

- i) a direct reading peak detector, and
- ii) a slideback type of peak detector.

The direct reading peak detector may take the form of a quasi-peak detector which has an extremely large ratio of discharge-time constant to charge-time constant. In the slideback type of detector, a bias voltage is applied to a diode which can be adjusted to just cut off the output from the detector so that it can be no longer detected by a monitoring device which has a sensitivity adequate for the discrimination needed to achieve the specified overall accuracy of measurement. In this case, the circuit can be arranged so that the bias applied to the diode will appear at the input to the voltmeter circuit, and the indicating meter will show the equivalent input voltage for any setting of the bias.

It may be noted that for this type of detector, the overload factor required need not be so great as for the measuring apparatus utilizing other types of detectors. When type i) is used, the overload factor should be adequate for the time-constants used; for type ii), the overload factor need be only a little greater than unity.

Since the response of a peak measuring instrument to non-overlapping interference is proportional to its bandwidth, the actual bandwidth need not be prescribed. For such interference, the measurement result may be quoted as that “in a 1 kHz bandwidth”, by dividing the measured value by the impulse bandwidth (see Sub-clause 24.2). The actual value of the bandwidth should be

paragraphe 24.2). La valeur réelle de la bande passante doit être stipulée quand on indique le niveau de la perturbation. La courbe de sélectivité globale décrite à l'article 3 de la section un, peut donc être considérée seulement comme une indication de forme et d'échelle relative de fréquence, plutôt que comme une prescription de valeurs absolues.

24.2 Caractéristiques fondamentales

La réponse normale aux impulsions définie au paragraphe 24.3 est calculée sur la base d'un récepteur ayant la caractéristique fondamentale suivante (voir annexe O):

bande passante effective aux impulsions B_{imp}

24.3 Réponse normale aux impulsions

La réponse de l'appareil de mesure à des impulsions de niveau égal à $\frac{1,4}{B_{imp}}$ mVs doit être 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 ayant la même impédance de sortie que le générateur d'impulsions. Une tolérance de $\pm 1,5$ dB est admise pour les mesures. Lorsqu'on utilise un détecteur à polarisation réglable, cette définition est valable pour toutes les fréquences de répétition pour lesquelles il n'apparaît aucune surcharge à la sortie de l'amplificateur à fréquence intermédiaire. Lorsqu'on utilise un détecteur de crête à lecture directe, il convient de faire en sorte que l'appareil de mesure indique la valeur de crête, dans les limites de tolérance ci-dessus, pour toutes fréquences de répétition supérieures à 10 Hz et de mentionner la courbe de réponse.

Note. – L'annexe O indique le mode de détermination de la réponse aux impulsions d'un récepteur muni d'un détecteur de crête et la correspondance des indications d'un tel récepteur avec celles d'un récepteur équipé d'un détecteur de quasi-crête.

SECTION SIX – MESURE DES PERTURBATIONS À FRÉQUENCES ACOUSTIQUES

25. Introduction

Les mesures dans la gamme des fréquences acoustiques sont d'une très grande importance pour l'analyse et la réduction des perturbations pour les raisons exposées ci-dessous:

Avec le développement des appareils à redresseur, les harmoniques de la fréquence du réseau ont des valeurs substantielles dans la gamme des fréquences acoustiques.

Les tensions parasites apparaissant dans les circuits de commande ou de programme auront des effets nuisibles sur les circuits radioélectriques correspondants.

Pour exécuter ces mesures, deux types de dispositifs peuvent être utilisés. Pour la mesure quantitative des perturbations impulsives ou aléatoires, on peut utiliser un voltmètre de quasi-crête pour les audiofréquences (voir paragraphe 27.1). Le type de réponse en fonction de la fréquence dépendra de l'application de la mesure.

Pour la mesure des harmoniques de la fréquence du réseau, on doit utiliser un analyseur d'ondes d'une largeur de bande nominale inférieure ou égale à 10 Hz. Pendant l'emploi, une vérification doit être effectuée afin d'assurer que les harmoniques soumis à la mesure ne sont pas engendrés par des circuits non linéaires dans l'analyseur d'ondes par suite d'une composante de fréquence fondamentale très élevée.

En plus de la mesure de la tension, la mesure des intensités et des champs magnétiques sont très utiles. Les intensités peuvent être facilement mesurées à l'aide d'une sonde appropriée (transformateur de courant). Dans la plupart des cas, si la sonde a une impédance d'insertion

stated when the interference level is quoted. The overall selectivity curve described in Clause 3 of Section One may then be regarded as describing the shape only and the frequency scale interpreted as referring to relative values rather than to absolute values.

24.2 *Fundamental characteristics*

The normal response to pulses defined in Sub-clause 24.3 is calculated on the basis of a receiver having the following fundamental characteristic (see Appendix O):

effective impulse bandwidth B_{imp}

24.3 *Normal response to pulses*

The response of the measuring apparatus to pulses of impulse strength equal to $\frac{1.4}{B_{\text{imp}}}$ mVs shall be equal 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. A tolerance of ± 1.5 dB is permitted for this measurement. When a slideback type of meter is used, this applies for all pulse repetition frequencies for which no overlapping of pulses occurs at the output of the intermediate frequency amplifier. When a direct reading peak detector is used, the meter should preferably indicate peak, within the above tolerance, for pulse repetition frequencies in excess of 10 Hz, and the response characteristic of the meter should be quoted.

Note. – Appendix O deals with the determination of the pulse response of a receiver employing a peak detector and relates the behaviour of such a receiver to that of a receiver employing the quasi-peak detector.

SECTION SIX – AUDIO-FREQUENCY INTERFERENCE MEASUREMENTS

25. **Introduction**

Measurements in the audio-frequency range are of importance in analyzing and reducing interference for the following reasons:

With the development of solid state rectifier equipment, harmonics of the mains frequency have substantial values in the audio-frequency range.

Spurious voltages appearing on control or programme circuits will produce deleterious effects on corresponding radio circuits.

To carry out such measurements two types of devices may be used. For quantitative measurements of impulse or random type interference, an audio-frequency quasi-peak voltmeter may be used (see Sub-clause 27.1). The type of frequency response, i.e. uniform or psophometric, will depend upon the application of the measurement.

For measurement of harmonics of the mains frequency, a wave analyzer having a nominal bandwidth not exceeding 10 Hz should be used. In use, a check should be made to ensure that harmonics being measured are not generated in non-linear circuits in the wave analyzer as the result of a strong fundamental frequency component.

In addition to voltage measurement, measurement of current and magnetic field will be found useful. Current may be conveniently measured with a suitable probe (current transformer). In most cases, if the probe has an insertion impedance less than 1 Ω , it will not significantly affect the current

inférieure à 1Ω , celle-ci n'affecte pas le courant que l'on se propose de mesurer d'une manière significative. Lorsqu'on l'utilise sur un réseau d'alimentation, elle doit être conçue de manière à ne pas être affectée par la saturation. Pour la mesure des champs magnétiques, une sonde à boucle appropriée peut être construite avec sensibilité connue avec précision. Elle ne doit pas répondre aux composantes électriques du champ qui peuvent être élevées. La sonde doit être équilibrée et, s'il y a lieu, blindée afin de réduire la réponse aux composantes électriques du champ.

En élaborant la spécification d'un voltmètre de mesure des perturbations à fréquences acoustiques, le C.I.S.P.R. a tenu compte des besoins de diverses organisations. Le C.I.S.P.R., de son côté, a besoin d'un voltmètre pouvant servir à faire des contrôles à la sortie d'un bon récepteur de radiodiffusion et qui permette des mesures significatives lorsqu'il est étalonné par rapport à un récepteur de mesure normal du C.I.S.P.R. On doit toutefois noter que par comparaison avec un récepteur C.I.S.P.R. normal, les possibilités de cet appareil sont limitées par la surcharge, la bande passante, la non-linéarité et les réponses parasites des récepteurs. La CEI a établi des spécifications pour la mesure de bruits à la sortie audiofréquence de récepteurs.

L'appareil permet aussi d'évaluer le comportement de systèmes à audiofréquences affectés par des bruits continus et impulsifs. Il contient divers circuits qu'on peut choisir suivant la fonction à assurer. Dans le cas où l'on demande une fonction bien définie, il suffit des circuits nécessaires pour assurer cette fonction.

Un schéma fonctionnel du voltmètre est représenté par la figure 11, page 197.

26. Caractéristiques fondamentales

26.1 Impédance d'entrée

50 Ω , 600 Ω et haute impédance ($>6000 \Omega$).

26.2 Etendue de mesure

0,3 mV à 1 V à fond d'échelle (à environ 1 kHz).

26.3 Réseau filtrant (pondération en fonction de la fréquence) (ondes entretenues)

- a) Amplificateur à large bande – atténuation de 3 dB à 16 Hz et 16 kHz.
- b) Psophomètre (service téléphonique) (voir figure 12*, page 197).
- c) Psophomètre (radiodiffusion) (voir figure 13**, page 198).

26.4 Voltmètre de quasi-crête

– Réserve de linéarité	30 dB	} valeur nominale
– Constante de temps à la charge	1 ms	
– Constante de temps à la décharge	160 ms	
– Constante de temps mécanique pour indicateur réglé à l'amortissement critique	160 ms	

Note. – Lors de l'utilisation avec un récepteur, les constantes de temps pourront être réglées en fonction des exigences du paragraphe 27.1.2.

* Comme dans l'Avis P. 53, tome V du Livre vert, cinquième Assemblée plénière du C.C.I.T.T. (Genève 1972).

** Comme dans l'Avis 468 (1974) du C.C.I.R.

being measured. When used on supply mains, it must also be designed so as not to be affected by saturation. For measuring magnetic fields, a suitable loop probe can be constructed with accurately known sensitivity. It must not respond to electric components of the field which may be of large value. The probe should be balanced and, if necessary, screened in order to reduce the response to the electric components of the field.

In developing a specification for an audio-frequency voltmeter, C.I.S.P.R. has kept in mind the needs of various organizations. In the C.I.S.P.R., a voltmeter is needed which can be utilized for checking purposes, which can be connected to the output of a good radio receiver, and which will give significant measurements compared with a standard C.I.S.P.R. receiver. It should be noted, however, that the use of the device in this manner as compared to a normal C.I.S.P.R. 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 device 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 11, page 197.

26. Fundamental characteristics

26.1 Input impedance

50 Ω , 600 Ω and high impedance ($>6000 \Omega$).

26.2 Measuring range

0.3 mV to 1 V full scale (at approximately 1 kHz).

26.3 Filter network (frequency weighting) (c.w.)

- a) Wideband amplifier – 3 dB down at 16 Hz and 16 kHz.
- b) Psophometric (telephone) (see Figure 12*, page 197).
- c) Psophometric (programme) (see Figure 13**, page 198).

26.4 Quasi-peak voltmeter

– Overload factor	30 dB	
– Charge-time constant	1 ms	} nominal
– Discharge-time constant	160 ms	
– Mechanical time constant		
with critically damped indicating instrument	160 ms	

Note. – When used with a receiver, the time constants may be adjusted to suit the requirements of Sub-clause 27.1.2.

* As in Recommendation P.53, Volume V of the Green Book, Fifth Plenary Assembly of the C.C.I.T.T. (Geneva 1972).

** As in C.C.I.R. Recommendation 468 (1974).

26.5 Voltmètre de valeur efficace

Constante de temps du circuit électrique inférieure à 1 s.

26.6 Symétrie (aux bornes de l'entrée à 600 Ω)

Si une tension U est appliquée entre le boîtier de l'appareil et le point milieu d'une résistance de 600 Ω connectée à ses bornes d'entrée, la lecture de la sortie ne doit pas excéder 0,1 mV. La tension U pour cet essai doit être:

- à 50 Hz: 200 V;
- à 250 Hz: 40 V;
- à 1000 Hz: 10 V.

26.7 Erreur d'étalonnage

L'erreur d'étalonnage, en terme de valeur efficace d'une onde sinusoïdale à 1000 Hz, ne doit pas dépasser ± 2 dB.

26.8 Insensibilité aux perturbations dues aux champs magnétiques alternatifs à la fréquence d'alimentation

Un champ de 1 A/m ne doit pas produire d'erreur supérieure à 1 dB à n'importe quel niveau de mesure.

27. Conditions particulières

27.1 Utilisation comme voltmètre de quasi-crête

On emploie le circuit de pondération en radiodiffusion.

27.1.1 Réponse normale aux impulsions

La réponse à des impulsions tant positives que négatives de 0,075 μ 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 une onde sinusoïdale à 1000 Hz ayant une f.é.m. de valeur efficace de 2 mV (66 dB(μ V)) $\pm 1,5$ dB.

27.1.2 Variation en fonction de la fréquence de répétition des impulsions

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

Fréquence de répétition des impulsions (Hz)	Niveau équivalent relatif des impulsions (dB)
1000	– 4,5 $\pm$ 1,0
100 (référence)	0
20	+ 6,5 $\pm$ 1,0
5	+ 14,5 $\pm$ 2,0
Impulsion isolée	+ 23,5 $\pm$ 3,0

26.5 R.M.S. voltmeter

Time constant of electrical circuit: less than 1 s.

26.6 Balance (600 Ω input terminals)

If a voltage U is applied between the instrument case and the mid-point of a 600 Ω resistor connected across the input terminals, the output indication must not exceed 0.1 mV. The voltage U for this test should be:

at 50 Hz: 200 V;
at 250 Hz: 40 V;
at 1000 Hz: 10 V.

26.7 Calibration error

The calibration error shall be less than ± 2 dB, in terms of the r.m.s. value of a sine-wave at 1000 Hz.

26.8 Immunity from disturbances by alternating magnetic fields at the supply frequency

1 A/m field strength shall not produce an error of more than 1 dB at any measuring level.

27. Specific requirements

27.1 For use as a quasi-peak voltmeter

The programme weighting circuit shall be used.

27.1.1 Normal response to pulses

The response to both positive and negative pulses of 0.075 μ Vs having a uniform spectrum up to at least 20 kHz, repeated at a frequency of 100 Hz, shall be equal to the response to a 1000 Hz sine-wave having an e.m.f. of r.m.s. value of 2 mV (66 dB(μ V)) ± 1.5 dB.

27.1.2 Variation with pulse repetition frequency

The response of the voltmeter to repeated pulses shall be such that for a constant indication on the measuring apparatus, the relationship between amplitude and repetition frequency shall be in accordance with the limits quoted in the following table.

Pulse repetition frequency (Hz)	Relative equivalent level of pulses (dB)
1000	– 4.5 $\pm$ 1.0
100 (reference)	0
20	+ 6.5 $\pm$ 1.0
5	+ 14.5 $\pm$ 2.0
Single pulse	+ 23.5 $\pm$ 3.0

27.2 Utilisation comme voltmètre de valeur efficace

27.2.1 Réponse normale aux impulsions

Soit B la bande passante de 3 dB en hertz du voltmètre, pondération de fréquence due au filtre psophométrique comprise, si elle existe. La réponse du voltmètre de valeur efficace à des impulsions de $139 \cdot B^{-\frac{1}{2}}$ μ 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 une onde sinusoïdale de la fréquence donnant l'indication maximale et ayant une valeur efficace de 2 mV. L'écart toléré entre les deux réponses est de $\pm 1,5$ dB.

27.2.2 Variation en fonction de la fréquence de répétition des impulsions

La réponse du voltmètre à des impulsions répétées doit être telle que si l'indication de l'appareil de mesure reste constante, la relation entre l'amplitude des impulsions et leur fréquence de répétition soit conforme à la loi:

amplitude proportionnelle à (fréquence de répétition) $^{-\frac{1}{2}}$ avec un écart toléré de $\pm \frac{1}{10}$ du niveau équivalent relatif d'impulsion, exprimé en décibels, par rapport au niveau pour une fréquence de répétition de 100 Hz.

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 filtre) qui pourrait le précéder ainsi que par le facteur de surcharge 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 pour un affaiblissement de 6 dB et un facteur de surcharge de 30 dB (comme pour le voltmètre de quasi-crête), la fréquence de répétition la plus basse est de 12 Hz.

SECTION SEPT – MESURE DES PERTURBATIONS DUES AUX COMMUTATIONS

28. Introduction

Avec les années, le C.I.S.P.R. a jugé nécessaire de mettre au point des méthodes spéciales pour la mesure des perturbations dues aux commutations. Ces méthodes figurent dans cette section.

29. Mesure de la durée des perturbations inférieures à 10 ms

Ces perturbations sont fréquemment dues au fonctionnement de thermostats. La Recommandation N° 50 et la Publication N° 14 du C.I.S.P.R. prescrivent une évaluation de leur durée. La durée peut être déterminée comme suit:

L'appareil à essayer est relié au réseau fictif C.I.S.P.R. en V. Si l'on dispose d'un appareil de mesure C.I.S.P.R., on le relie au réseau en V et un oscillographe cathodique est relié à la sortie à fréquence intermédiaire de l'appareil de mesure C.I.S.P.R. Si l'on ne dispose pas d'un appareil de mesure C.I.S.P.R., l'oscillographe est relié directement au réseau en V. La base de temps de l'oscillographe peut être déclenchée par la perturbation à mesurer; la base de temps est placée sur la position 1-10 ms/cm. Le phénomène peut être soit enregistré sur l'écran d'un oscillographe à rémanence, soit photographié. On a ainsi la possibilité d'en mesurer la durée.

Aucun «vieillessement» des contacts du thermostat n'est spécifié mais, avant la mesure, le thermostat doit fonctionner un nombre suffisant de fois pour garantir que les conditions de fonctionnement soient comparables à celles qui se produiront au cours de la durée de vie normale de l'appareil.

27.2 For use as an r.m.s. voltmeter

27.2.1 Normal response to pulses

Let B be the 3 dB bandwidth in hertz of the voltmeter, including frequency weighting due to the psophometric filter, if any. Then, the response of the r.m.s. voltmeter to pulses of $139 \cdot B^{-\frac{1}{2}} \mu\text{Vs}$, having a uniform spectrum up to at least 20 kHz, repeated at a frequency of 100 Hz, shall be equal to the response to a sine-wave having an r.m.s. value of 2 mV at the frequency giving the greatest response. A difference of ± 1.5 dB between the two responses is allowed.

27.2.2 Variation with pulse repetition frequency

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

amplitude proportional to (repetition frequency) $^{-\frac{1}{2}}$ with a permissible deviation of $\pm \frac{1}{10}$ of the relevant equivalent level of pulse in decibels referred to the level at 100 Hz repetition frequency.

Note. – The lowest repetition frequency 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 voltmeter (assuming the receiver before it 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.

SECTION SEVEN – MEASUREMENT OF DISTURBANCES DUE TO SWITCHING OPERATIONS

28. Introduction

Over the years, the C.I.S.P.R. has found it necessary to develop special methods of measurement of interference arising from switching operations. These methods are given in this section.

29. Measurement of the duration of disturbances less than 10 ms

These disturbances frequently arise from the operation of thermostats. Recommendation No. 50 and C.I.S.P.R. Publication 14 require an assessment of their duration. The duration can be determined in the following way:

The appliance to be tested is connected to a C.I.S.P.R. artificial mains V-network. If a C.I.S.P.R. meter is available, it is connected to the V-network and a cathode ray oscilloscope is connected to the intermediate frequency output of the C.I.S.P.R. meter. If a C.I.S.P.R. meter is not available, the oscilloscope is connected directly to the V-network. The time base of the oscilloscope can be started by the disturbances to be tested; the velocity of the time base is set to a value of 1-10 ms/cm. The phenomena can either be recorded on the screen of a storage oscilloscope or a photograph can be made, thus enabling the time duration to be measured.

No “running in” of the thermostat contacts is specified, but prior to testing, the thermostat should be operated for a sufficient number of times to ensure that the operating conditions will be typical of those during the normal life of the equipment.

30. Analyseur des perturbations pour l'estimation automatique des perturbations produites par des opérations de commutation

L'expérience a montré que, pour la mesure des thermostats et des machines à automatisme programmé, un dispositif de mesure automatique était désirable pour évaluer les perturbations émises. Un tel dispositif doit présenter les caractéristiques suivantes:

- 1) Qu'il soit équipé d'une voie pour mesurer la durée des perturbations avec une précision de $\pm 5\%$; l'entrée de cette voie étant reliée à une sortie en fréquence intermédiaire de l'appareil de mesure C.I.S.P.R. approprié.
- 2) Qu'il soit équipé d'une voie pour mesurer la quasi-crête d'amplitude d'une perturbation. La combinaison de l'appareil de mesure et de l'analyseur des perturbations devant être conforme en tous points aux prescriptions des publications du C.I.S.P.R. applicables.
- 3) Qu'en fonction des applications, il fournisse les informations suivantes:
 - a) le nombre de claquements (voir note 1) d'une durée supérieure à 10 ms mais égale ou inférieure à 200 ms, dépassant un niveau prédéterminé (voir note 2);
 - b) la production de plus de deux claquements en 2 s dépassant un niveau prédéterminé;
 - c) le nombre de claquements d'une durée égale ou inférieure à 10 ms dépassant un niveau prédéterminé;
 - d) la production de plus de cinq claquements par minute, chacun d'une durée égale ou inférieure à 10 ms et dépassant un niveau prédéterminé (voir note 3);
 - e) la durée totale d'une perturbation autre qu'un claquement;
 - f) la durée de l'essai en minutes;
 - g) le nombre d'opérations de commutation.
- 4) Que l'analyseur soit conforme aux vérifications de performances spécifiées à l'annexe R.

Notes 1. – La Publication 14 du C.I.S.P.R. (Recommandation N° 50) définit le «claquement» et les «claquements pris en compte».

2. – Si le compteur du point 3)c) n'est pas adapté, le compteur du point 3)a) doit enregistrer tous les claquements.

3. – Cette fonction n'est pas requise pour répondre aux dispositions de la Publication 14 du C.I.S.P.R. (Recommandation N° 50).

4. – La figure 14, page 199, donne, sous forme de schéma fonctionnel, un exemple d'analyseur des perturbations.

SECTION HUIT – MESURE DE L'EFFICACITÉ D'ÉCRAN DES CÂBLES COAXIAUX À UNE OU DEUX TRESSSES DANS LA GAMME DES ONDES MÉTRIQUES

31. Introduction

Il est utile de pouvoir comparer l'efficacité d'écran des câbles coaxiaux dans la gamme des ondes métriques. La méthode décrite dans la Publication 96-1 de la C E I doit être appliquée avec des précautions particulières dans la pratique en raison de la faible longueur de l'échantillon à mesurer. Les comparaisons faites entre les résultats obtenus par la méthode de la C E I et ceux obtenus par les méthodes de la pince absorbante et de rayonnement décrites ci-après montrent qu'il existe entre eux une bonne corrélation. L'expérience montre également que ces dernières méthodes sont en général d'une application plus facile que celle de la C E I. La pince absorbante est efficace pour des affaiblissements allant jusqu'à 90 dB, tandis que la méthode de rayonnement s'emploie utilement pour des affaiblissements plus élevés.

30. Disturbance analyzer for the automatic assessment of interference produced by switching operations

Experience has shown that for the measurement of thermostats and automatic programmed machines, an automatic measuring device is desirable for assessment of the interference produced. Such a device should have the following characteristics:

- 1) It should be equipped with a channel to measure the duration of disturbances to an accuracy of $\pm 5\%$; the input of this channel is to be connected to an intermediate frequency output of the relevant C.I.S.P.R. measuring apparatus.
- 2) It should be equipped with a channel to measure the quasi-peak amplitude of a disturbance. The combination of the measuring apparatus and the disturbance analyzer shall conform in all respects to the requirements of the relevant C.I.S.P.R. publications.
- 3) Depending on the application, it should provide the following information:
 - a) number of clicks (see Note 1) of duration greater than 10 ms but equal to or less than 200 ms which exceed a predetermined level (see Note 2);
 - b) the incidence of more than two clicks occurring in any 2 s period and exceeding a predetermined level;
 - c) number of clicks of duration equal to or less than 10 ms which exceed a predetermined level;
 - d) the incidence of more than five clicks occurring in any 1 min period each of a duration equal to or less than 10 ms and exceeding a predetermined level (see Note 3);
 - e) total duration of interference other than clicks;
 - f) duration of test in minutes;
 - g) number of switching operations.
- 4) The analyzer should conform to the performance checks given in Appendix R.

Notes 1. – The definition of a “click” and a “counted click” are given in C.I.S.P.R. Publication 14 (Recommendation No. 50).

2. – If the counter under item 3)c) is not fitted, the counter under item 3)a) must register all clicks.

3. – This function is not required to meet the provisions of C.I.S.P.R. Publication 14 (Recommendation No. 50).

4. – An example of a disturbance analyzer is shown in block diagram in Figure 14, page 199.

SECTION EIGHT – MEASUREMENT OF THE SHIELDING EFFICIENCY OF COAXIAL CABLES HAVING ONE OR TWO BRAIDS IN THE METRIC WAVELENGTH RANGE

31. Introduction

It is useful to be able to compare the shielding efficiency of coaxial cables in the metric wavelength range. The method described in IEC Publication 96-1 must be applied with special care in practice because of the short length of the sample to be measured. Comparisons between the results obtained with the IEC method and those obtained with those of the absorbing clamp and the radiation methods described below on various cables have shown that good correlation exists between them. Experience has also shown that the latter methods are generally easier to use than the IEC method. The absorbing clamp is effective for attenuations up to 90 dB. The radiation method is useful for higher attenuations.

32. Méthode de la pince absorbante

32.1 Dispositif d'essai (figure 15, page 200)

Un générateur soigneusement blindé G alimente un échantillon de câble Ca de 3 m à 5 m de longueur, terminé par une résistance R, également blindée, de valeur égale à son impédance caractéristique.

On note l'indication du récepteur de mesure RM connecté à la pince absorbante PA tandis que l'on déplace lentement la pince le long du câble.

Le tube de ferrite Fg réduit l'influence de la cage de Faraday et affaiblit la valeur des ondes stationnaires sur le câble. Ce tube, de 50 cm de longueur, est constitué d'anneaux toroïdaux analogues à ceux utilisés dans la pince.

L'affaiblisseur T, de 50 Ω , 10 dB, est nécessaire pour l'étalonnage; pour les essais des câbles, on peut le remplacer par un adaptateur si l'impédance du câble diffère de celle du générateur.

Pendant la mesure, l'indication du récepteur est influencée à la fois par les défauts locaux d'homogénéité de l'écran et par un effet que nous qualifions de global, résultant de tous les effets élémentaires le long de la partie du câble Ca en amont de la pince.

Pour la mesure de l'efficacité d'écran, on ne tient compte que de l'effet global. L'influence directe des effets locaux sur le transformateur [1]* est réduite d'une part par un effet partiel d'écran dû à la présence d'un cylindre en un métal non magnétique en plusieurs parties et d'autre part par le centrage du câble à l'intérieur des anneaux de ferrite (figure 16, page 200).

32.2 Définition de l'efficacité d'écran

L'efficacité d'écran Dpa d'un câble coaxial est exprimée par la différence, en décibels, entre les indications maximales du récepteur dB(μ V) observées quand on déplace la pince le long du câble (Vpm max.) et, à des fins de comparaison, quand on la déplace le long d'un fil isolé non blindé (Vpg max.). Le câble coaxial et le fil de référence utilisés pour l'étalonnage sont alimentés, l'un après l'autre, par un générateur de 50 Ω ayant dans les deux cas la même f.é.m.

On a alors: $Dpa \text{ (dB)} = Vpg \text{ max. dB}(\mu\text{V}) - Vpm \text{ max. dB}(\mu\text{V})$.

Le fil de référence, de même longueur que l'échantillon de câble en essai, est relié à la broche centrale du connecteur coaxial de sortie de l'affaiblisseur T (50 Ω , 10 dB); cet affaiblisseur sert à éliminer la désadaptation du générateur.

Les valeurs obtenues pour Vpg max. dépendent de la présence du tube Fg, des dimensions du boîtier de l'affaiblisseur et, pour les fréquences inférieures, du déplacement limité de la pince. Les conditions d'essai doivent être les mêmes pour l'étalonnage et pour les essais des câbles.

32.3 Précautions à prendre pour les mesures sur les câbles à double écran

Si l'efficacité d'écran du câble est supérieure à 70 dB, on doit prendre les précautions suivantes:

- le câble reliant le connecteur sur la paroi de l'enveloppe blindée à l'affaiblisseur T doit avoir une qualité de blindage au moins égale à celle du câble en essai, ce qui s'obtient de préférence avec un conducteur extérieur massif;
- tous les connecteurs coaxiaux du circuit excité par le générateur et plus particulièrement ceux qui sont à l'entrée et à la sortie de l'affaiblisseur ne doivent pas présenter de fuites sensibles.

* Pour toutes les références de cette publication, se reporter en fin de section ou d'annexe à la «Bibliographie».

32. Method of the absorbing clamp

32.1 Test arrangement (Figure 15, page 200)

A carefully shielded generator G feeds a cable sample Ca of 3 m to 5 m length terminated by a resistance R also shielded, equal to its characteristic impedance.

The indication of the measuring receiver RM connected to the absorbing clamp PA is noted while the clamp is slowly moved along the cable.

The ferrite tube Fg reduces the influence of the Faraday shield and attenuates the magnitude of standing waves on the cable. This tube of length 50 cm is constructed of toroidal rings similar to those used in the clamp.

The 50 Ω 10 dB attenuator T is required for calibration; in testing cables, it can be replaced with an adaptor if the cable impedance is different from that of the generator.

During the measurement, the receiver indication is affected both by local inhomogeneities of the shield and by an effect which is designated (global) resulting from all the elementary effects along the section of cable Ca located ahead of the clamp.

For the measurement of the shielding efficiency, only the (global) effect has to be considered. The direct influence of local effects of the transformer (see bibliography, reference [1])* is reduced a) by a partial shielding effect due to a non-magnetic metal cylinder divided into sections, and b) by centring the cable within the ferrite toroids (Figure 16, page 200).

32.2 Definition of shielding efficiency

The shielding efficiency Dpa of a coaxial cable is expressed in decibels as the difference of the highest indication of the receiver dB(μ V) observed when the clamp is moved along the cable (V_{pm} max.) and, for comparison purposes, when the clamp is moved along an insulated unshielded wire (V_{pg} max.). The coaxial cable and the reference wire utilized for the calibration are fed in sequence by a 50 Ω generator having, in both cases, the same e.m.f.

Then $D_{pa} \text{ (dB)} = V_{pg} \text{ max. dB}(\mu\text{V}) - V_{pm} \text{ max. dB}(\mu\text{V})$.

The reference wire, of the same length as the sample of cable under test, is connected to the centre pin of the coaxial output connector of the attenuator T (50 Ω , 10 dB); this attenuator is used to eliminate generator mismatching.

The values obtained for V_{pg} max. depend on the presence of the tube Fg, on the dimensions of the attenuator case and, for the lower frequencies, on the limited distance of motion of the clamp. The test conditions should be the same for calibration and cable test.

32.3 Precautions to be observed for measurement of double-shielded cables

If the shielding efficiency of the cable is higher than 70 dB, the following precautions are necessary:

- the cable connecting the feedthrough connector at the wall of the shielded enclosure and the attenuator T should have a shielding quality at least as high as the cable under test, preferably made with a solid outer conductor;
- all the coaxial connectors in the circuit excited by the generator and especially those at the input and output of the attenuator should have no detectable leakage.

* All the references in this publication are referred to at the end of the section, or in the appendix, under "Bibliography".

33. Méthode de rayonnement

33.1 Dispositif d'essai (figure 17, page 201)

Le câble en essai est disposé horizontalement à 1,5 m au-dessus du sol et connecté directement à l'une de ses extrémités à un voltmètre sélectif dont l'impédance d'entrée R_i est à peu près égale à l'impédance caractéristique Z_0 du câble. L'autre extrémité du câble est terminée par une charge adaptée.

La longueur efficace du câble doit être changée de façon qu'il reste accordé sur la fréquence de mesure. Cela peut être obtenu au moyen d'un filtre d'arrêt, résonnant au quart d'onde et disposé autour du câble en essai. On règle la position du filtre d'arrêt pour l'indication maximale de l'appareil de mesure. Le champ électromagnétique est produit par un doublet demi-onde alimenté par un générateur de signaux étalons et disposé parallèlement au câble en essai à une distance de D m du câble et à une hauteur de h m au-dessus du sol.

33.2 Définition de l'efficacité d'écran

L'efficacité d'écran est donnée par le rapport, en décibels, de la tension V_0 induite dans un fil de référence non blindé, remplaçant le câble en essai et accordé par le filtre d'arrêt à la tension V induite dans le câble en essai.

Comme il s'agit d'une méthode de substitution, elle peut être appliquée à l'intérieur, l'influence des réflexions des murs sur les résultats étant négligeables.

33.3 Précautions à prendre pour les mesures sur les câbles à blindage multiple

Pour obtenir une sensibilité élevée et une bonne reproductibilité des résultats, particulièrement dans les mesures sur les câbles à blindage multiple, on doit prendre les précautions suivantes:

- la réflexion du sol doit être stabilisée par un grillage en fils conducteurs ou une plaque métallique recouvrant la surface réfléchissante entre l'antenne rayonnante et le câble en essai;
- la longueur matérielle du câble en essai, ainsi que celle du fil de référence, doivent être choisies de façon que le câble ne dépasse pas l'extrémité B du filtre d'arrêt pour ne pas capter des signaux indésirables. Il est également avantageux de maintenir le câble légèrement tendu horizontalement à l'aide d'un fil non conducteur et d'un poids (voir figure 17);
- la position de l'antenne rayonnante par rapport au câble (paramètres D et h de la figure 17) doit être réglée pour le champ maximal à proximité du câble en essai;
- la résistance de contact qui existe entre la tresse du câble et la terre du dispositif de mesure et qui est due au connecteur du câble peut influencer les résultats. On doit veiller à ce que la résistance de contact soit très faible par rapport à l'impédance de transfert de surface du câble. Il peut être difficile de réaliser cette condition quand on mesure une efficacité d'écran très élevée (câbles à trois tresses ou à écran continu)*.

33.4 Corrélation entre l'efficacité d'écran et l'impédance de transfert de surface

L'efficacité d'écran V_0/V donnée par la méthode de rayonnement et l'impédance de transfert linéique Z_t donnée par la méthode de la CEI sont reliées par la formule théorique suivante:

$$Z_t = \frac{4\pi}{\lambda} \frac{R_i Z}{R_i + Z} \frac{1}{V_0/V}$$

* La résistance de contact limite la valeur mesurable maximale de l'efficacité d'écran; d'un autre côté, la méthode peut fournir l'efficacité d'écran réelle du câble avec ses connecteurs et la réduction de l'efficacité d'écran du câble provoquée par les connecteurs.

33. Radiation method

33.1 Test arrangement (Figure 17, page 201)

The cable under test is situated horizontally 1.5 m above ground and connected at one end directly to a selective voltmeter, having an input impedance R_i about equal to the characteristic impedance Z_0 of the cable. The other end of the cable is terminated with a matched load.

The virtual length of the cable is conveniently changed in order to keep it tuned to the operating frequency. This goal can be achieved by means of a so-called “stop-filter”, resonant at $\lambda/4$ and located around the cable under test. The position of the “stop-filter” is chosen for the maximum reading on the measuring apparatus. The electromagnetic field is generated by a $\lambda/2$ dipole fed by a standard signal generator and situated parallel to the cable under test D m away and h m above the ground.

33.2 Definition of shielding efficiency

Shielding efficiency is given by the ratio, expressed in decibels, between the voltage V_0 induced in a reference unscreened wire, substituting for the cable under test and tuned by the stop-filter, and the voltage V induced in the cable under test.

Since it is a substitution measurement, this method can be used indoors, the influence of the wall reflections on the results being negligible.

33.3 Precautions to be observed for measurement of multi-shielded cables

In order to obtain a high sensitivity and a good reproducibility of the results, especially when a multi-shielded cable is measured, the following precautions should be observed:

- the reflection of the floor should be stabilized by a conducting wire mesh or metallic sheet covering the reflecting area between the radiating aerial and the cable under test;
- the physical length of the cable under test (and that of the reference wire) should be chosen in such a way that the cable does not protrude from the extreme B of the stop filter so that unwanted signals are not picked up. It is also advisable to keep the cable moderately stretched horizontally by a non-conducting cord and a weight (see Figure 17);
- the relative position of the radiating aerial with respect to the cable (parameters D and h of Figure 17) should be adjusted for maximum field strength near the cable under test;
- the contact resistance, present between the cable braid and the measuring apparatus ground and due to the cable connector, can influence the results. Care should be taken to ensure that the contact resistance is very small compared with the surface transfer impedance of the cable. This condition may be difficult to obtain when a very-high-shielding efficiency is measured (cables with three braids or continuous screen)*.

33.4 Correlation between the shielding efficiency and the surface transfer impedance

The shielding efficiency V_0/V given by the radiation method and the transfer impedance per unit length Z_t given by the IEC method are related by the following theoretical formula:

$$Z_t = \frac{4\pi}{\lambda} \cdot \frac{R_i Z}{R_i + Z} \cdot \frac{1}{V_0/V}$$

* The contact resistance limits the maximum measurable value of the shielding efficiency; on the other hand, the method can give the actual shielding efficiency of the cable with its connectors and the degradation of the shielding efficiency of the cable caused by the connectors.

où λ est la longueur d'onde dans l'espace libre correspondant à la fréquence de mesure, R_i l'impédance d'entrée du dispositif de mesure et Z l'impédance du fil de référence accordé en quart d'onde ($Z = 37,5 \Omega$).

Bibliographie

- [1] C.I.S.P.R. (Suisse) 340, juin 1971, voir aussi «Bulletin Technique PTT», N° 5, 1971, pp. 303 à 305 (PTT suisses).
- [2] 1971 IEEE International EMC Symposium Record 71C29 EMC, E. Nano «The Measurement of Coaxial Cable Immunity from an Electromagnetic Field in the VHF Range», pp. 77–82.

SECTION NEUF – CONSIDÉRATIONS STATISTIQUES POUR LA DÉTERMINATION DES VALEURS LIMITES DES PERTURBATIONS RADIOELECTRIQUES

34. Introduction

Le respect des limites des perturbations radioélectriques des appareils produits en série doit être basé sur l'application de techniques statistiques qui garantissent au consommateur, avec un niveau de confiance de 80%, que 80% des appareils d'un type contrôlé sont conformes aux limites spécifiées. Cette règle dite 80%/80% protège le consommateur contre les appareils à niveau perturbateur radio trop élevé, mais elle ne dit pas grand-chose de la probabilité qu'a d'être accepté le lot d'appareils duquel on a prélevé les échantillons. Cette probabilité d'acceptation est très importante pour le fabricant. Le fabricant sait seulement que si 20% des appareils du lot sont hors tolérance, la probabilité d'acceptation est de 20% et il est nécessaire de connaître l'influence de la taille de l'échantillon et de la proportion des appareils du lot qui sont hors tolérance sur la probabilité d'acceptation. Les courbes qui représentent la probabilité d'acceptation en fonction de la fraction d'appareils hors tolérance avec la taille de l'échantillon comme paramètre s'appellent les caractéristiques opératoires du test. On peut calculer ces courbes à l'aide soit de la distribution t non centrale (échantillonnage par variables), soit de la distribution binomiale (échantillonnage par attributs).

On ne peut employer la distribution de Poisson étant donné que la fraction des appareils hors tolérance devrait être très faible ($< 1\%$) et la taille de l'échantillon grande (plus de 20 unités). En dehors de l'échantillonnage des lots, il est également possible de garantir la conformité de la production aux tolérances au moyen de techniques à graphiques de contrôle. Ces méthodes fournissent un enregistrement continu de l'information requise, par exemple le niveau perturbateur des appareils produits.

35. Tests basés sur la distribution t non centrale (échantillonnage par variables)

La condition suivante doit être satisfaite:

$$\bar{X} + k S_n \leq L$$

et doit assurer, avec un niveau de confiance de 80%, que 80% des appareils produits en série auront un niveau perturbateur inférieur à une limite spécifiée L .

where λ is the free space wavelength corresponding to the operating frequency, R_i is the input impedance of the measuring set and Z is the impedance of the $\lambda/4$ tuned reference wire ($Z = 37.5 \Omega$).

Bibliography

- [1] C.I.S.P.R. (Suisse) 340, June 1971, see also "Bulletin Technique PTT", No. 5, 1971, pp. 303–305 (Swiss PTT).
- [2] 1971 IEEE International EMC Symposium Record 71C29 EMC, E. Nano, "The Measurement of Coaxial Cable Immunity from an Electromagnetic Field in the VHF Range", pp.77–82.

SECTION NINE – STATISTICAL CONSIDERATIONS IN THE DETERMINATION OF LIMITS OF RADIO INTERFERENCE

34. Introduction

Compliance of mass-produced appliances with radio interference limits should be based on the application of statistical techniques that have to ensure the consumer with an 80% degree of confidence that 80% of the appliances of a type being investigated are below the specified radio-interference limit. This so-called 80%/80% rule protects the consumer from appliances with too high a radio-interference level, but it says hardly anything about the probability that a batch of appliances from which the sample has been taken will be accepted. This acceptance probability is very important to the manufacturer. The manufacturer knows only that if 20% of the items of the batch are above the relevant limit, the acceptance probability is 20% and knowledge is necessary about the dependence of the acceptance probability on the sample size and the fraction of items of the batch that are above the relevant limit. The curves representing the acceptance probability versus fraction items above the limit and the sample size as a parameter are called operating characteristic curves. These curves can be calculated using either the non-central t distribution (sampling by variables) or the binomial distribution (sampling by attributes).

The Poisson distribution cannot be used since the fraction of appliances above the limit should be very small ($< 1\%$) and the sample size large (more than 20 items). Besides sampling of batches, it is also possible to ensure conformity of the production by means of control chart techniques. These methods provide a continuous recording of the wanted information – for example, the radio-interference level of the appliances being produced.

35. Tests based on the non-central t distribution (sampling by variables)

The following condition must be fulfilled:

$$\bar{X} + k S_n \leq L$$

and has to ensure, with an 80% degree of confidence, that 80% of the appliances produced on a large scale are below a specified radio interference limit L .

Signification des symboles employés dans cette relation:

- $\bar{X}$ = valeur moyenne du niveau de perturbations de l'échantillon de dimension n des appareils à contrôler; $\bar{X}$ est connue;
 S_n = écart type du niveau de perturbations de l'échantillon de dimension n des appareils à contrôler; S_n est connu;

$$\bar{X} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n X_i \quad S_n = \sqrt{\frac{\sum (X_i - \bar{X})^2}{n-1}}$$

- k = constante à déterminer de telle manière que la condition indiquée ci-dessus soit remplie;
 L = limite du niveau perturbateur admissible; L est une limite supérieure.

35.1 Détermination de la constante k

On admet que la fabrication à étudier possède une distribution normale, avec les paramètres suivants:

- μ = valeur moyenne du niveau des perturbations radioélectriques de tous les appareils; μ est inconnue;
 σ = écart type du niveau des perturbations radioélectriques de tous les appareils; σ est inconnu.

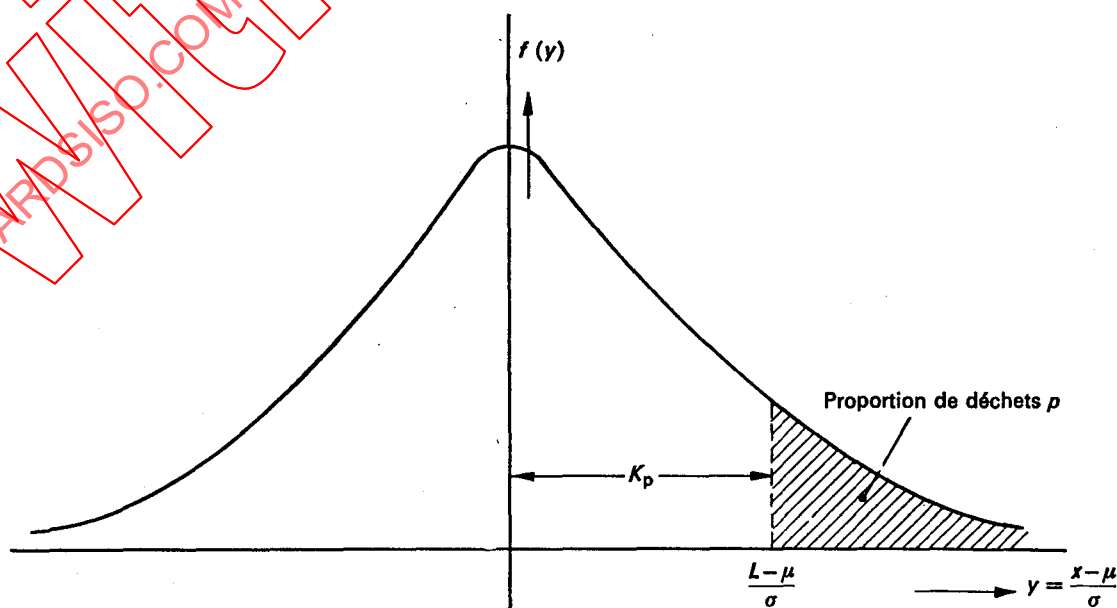
Appelons p la fraction du lot supérieure à la limite L (proportion de déchets) et $(1-p)$ la fraction du lot inférieure à la limite spécifiée L .

Définissons une constante K_p :

$$p = \int_{K_p}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{y^2}{2}} dy$$

dans laquelle $f(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{y^2}{2}}$ est la loi de répartition normale standardisée.

K_p peut être déterminée à partir de tables appropriées de la fonction de distribution normale.



Meaning of the symbols used in this expression:

$\bar{X}$ = mean value of the interference level of the sample with size n of the appliances to be tested;
 $\bar{X}$ is known;

S_n = standard deviation of the interference level of the sample with size n of the appliances to be tested; S_n is known;

$$\bar{X} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n X_i \quad S_n = \sqrt{\frac{\sum (X_i - \bar{X})^2}{n-1}}$$

k = constant to be determined in such a way that the above-stated rule is satisfied;

L = the permissible radio interference limit; L is an upper limit.

35.1 Determination of the constant k

It is assumed that the production being investigated has a normal distribution with the following parameters:

μ = mean value of the radio-interference level of all appliances; μ is unknown;

σ = standard deviation of the radio-interference level of all appliances; σ is unknown.

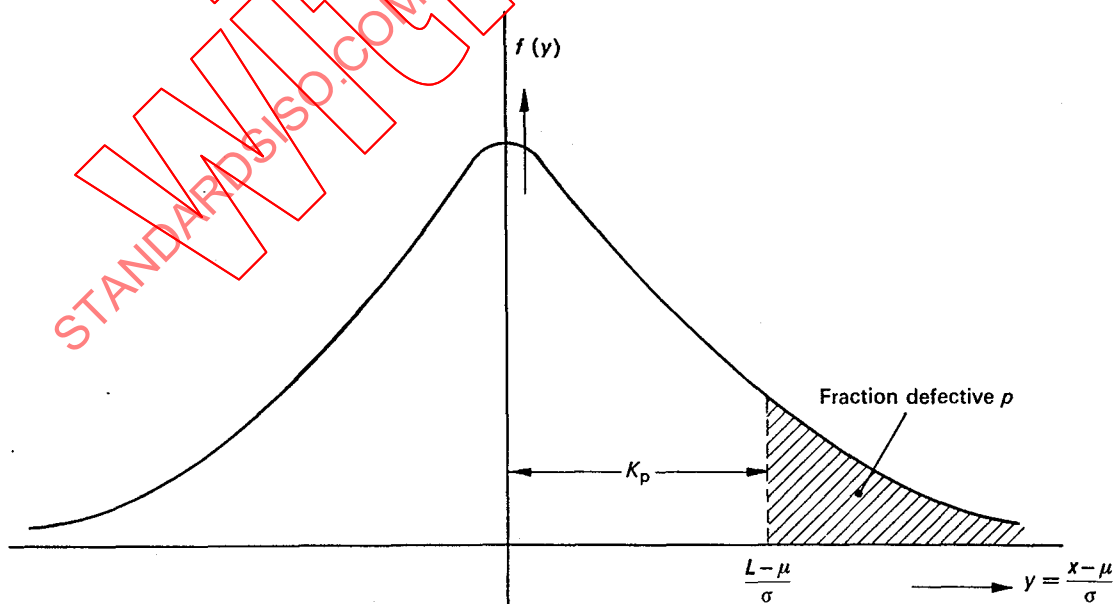
Assume: p fraction that is above the limit L (fraction defective) and $(1-p)$ fraction of the lot below the specified limit L .

Define a constant K_p :

$$p = \int_{K_p}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{y^2}{2}} dy$$

in which $f(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{y^2}{2}}$ is the standardized normal density function.

K_p can be determined from appropriate tables of the normal distribution function.



Il résulte de la définition de K_p ainsi que de la figure ci-dessus que:

$$L = \mu + K_p \sigma \quad K_p > 0$$

étant donné que L est une limite supérieure.

Suivant le C.I.S.P.R., $p = 0,2$; donc $K_p = 0,84$. L'expression du contrôle spécifié s'écrit donc comme suit:

$$P(\bar{X} + kS_n \geq L / L = \mu + K_p \sigma) = 1 - \alpha$$

La probabilité α qu'un lot à proportion de déchets p soit accepté correspond au *risque encouru par le consommateur*.

Pour le C.I.S.P.R., $\alpha = 0,2$; ($1 - \alpha = 0,8 \rightarrow 80\%$) et $K_p = 0,84$.

Pour déterminer la constante k , il faut récrire la relation comme suit:

$$\begin{aligned} P(\bar{X} + kS_n \geq L / L = \mu + K_p \sigma) &= 1 - \alpha \\ &= P\left(\frac{\bar{X} - \mu}{\sigma/\sqrt{n}} - \frac{L - \mu}{\sigma/\sqrt{n}} \geq -\frac{kS_n}{\sigma/\sqrt{n}} / L = \mu + K_p \sigma\right) \\ &= P\left(\frac{-\frac{\bar{X} - \mu}{\sigma/\sqrt{n}} + \frac{L - \mu}{\sigma/\sqrt{n}} \leq k \sqrt{n} / L = \mu + K_p \sigma\right) \\ &= P\left(\frac{S_n/\sigma}{\frac{-\frac{\bar{X} - \mu}{\sigma/\sqrt{n}} + \frac{L - \mu}{\sigma/\sqrt{n}}}\right) \end{aligned}$$

Par définition:

$$t_{n.c.} = \frac{\frac{-\frac{\bar{X} - \mu}{\sigma/\sqrt{n}} + \frac{L - \mu}{\sigma/\sqrt{n}}}{S_n/\sigma}$$

$t_{n.c.}$ est une distribution t non centrale avec comme paramètre de décentrage $(L - \mu) / (\sigma/\sqrt{n}) = K_p \sqrt{n}$ et $(n - 1)$ degrés de liberté.

Le paramètre de décentrage résulte de la condition que pas plus d'une fraction p du lot à examiner ne doit dépasser la limite admissible.

$$\begin{aligned} P(t_{n.c.} \leq k \sqrt{n}) &= 1 - \alpha \\ P\left(\frac{t_{n.c.}}{\sqrt{n-1}} \leq k \sqrt{\frac{n}{n-1}}\right) &= 1 - \alpha \end{aligned}$$

Cette fonction de probabilité a été mise sous forme de tables dans les ouvrages [1] et [2]. Quelques valeurs numériques sont données ci-dessous.

Avec $\alpha = 0,2$ $p = 0,2$ ($1 - \alpha = 80\%$, $1 - p = 80\%$), on obtient les valeurs suivantes de k pour diverses tailles de l'échantillon:

n	4	5	6	7	8	9	10	11	12	15	20	25	30	35
k	1,68	1,51	1,42	1,35	1,30	1,27	1,24	1,21	1,20	1,17	1,12	1,09	1,07	1,06

35.2 Détermination de la taille de l'échantillon n

Le fabricant veut connaître la probabilité que ses appareils soient acceptés et il faut connaître

$$P(\bar{X} + kS_n \leq L / L = \mu + K_p \sigma)$$

From the definition of K_p as well as the figure drawn above it follows that:

$$L = \mu + K_p \sigma \quad K_p > 0$$

since L is an upper limit.

According to the C.I.S.P.R., $p = 0.2$, then $K_p = 0.84$. The test instruction can now be read as follows:

$$P(\bar{X} + kS_n \geq L / L = \mu + K_p \sigma) = 1 - \alpha$$

The probability α of a batch with a fraction defective p being accepted gives the *consumer's risk*.

For C.I.S.P.R., $\alpha = 0.2$; ($1 - \alpha = 0.8 \rightarrow 80\%$) and $K_p = 0.84$.

To determine the constant k , the expression should be rewritten as follows:

$$\begin{aligned} P(\bar{X} + kS_n \geq L / L = \mu + K_p \sigma) &= 1 - \alpha \\ &= P\left(\frac{\bar{X} - \mu}{\sigma/\sqrt{n}} - \frac{L - \mu}{\sigma/\sqrt{n}} \geq -\frac{kS_n}{\sigma/\sqrt{n}} / L = \mu + K_p \sigma\right) \\ &= P\left(\frac{-\frac{\bar{X} - \mu}{\sigma/\sqrt{n}} + \frac{L - \mu}{\sigma/\sqrt{n}}}{S_n/\sigma} \leq k \sqrt{n} / L = \mu + K_p \sigma\right) \end{aligned}$$

By definition:

$$t_{n.c.} = \frac{-\frac{\bar{X} - \mu}{\sigma/\sqrt{n}} + \frac{L - \mu}{\sigma/\sqrt{n}}}{S_n/\sigma}$$

$t_{n.c.}$ is a non-central t -distribution with non-centrality parameter $(L - \mu) / (\sigma/\sqrt{n}) = K_p \sqrt{n}$ and $(n - 1)$ degrees of freedom.

The non-centrality parameter follows from the condition that not more than a fraction p of the lot being investigated is above the permissible limit.

$$\begin{aligned} P(t_{n.c.} \leq k \sqrt{n}) &= 1 - \alpha \\ P\left(\frac{t_{n.c.}}{\sqrt{n-1}} \leq k \sqrt{\frac{n}{n-1}}\right) &= 1 - \alpha \end{aligned}$$

This probability function has been tabulated in bibliography [1] and [2]. Some figures are given below.

With $\alpha = 0.2$, $p = 0.2$ ($1 - \alpha = 80\%$, $1 - p = 80\%$), the following values for k will be obtained for different sample sizes:

n	4	5	6	7	8	9	10	11	12	15	20	25	30	35
k	1.68	1.51	1.42	1.35	1.30	1.27	1.24	1.21	1.20	1.17	1.12	1.09	1.07	1.06

35.2 Determination of the sample size n

The producer wants to know the probability of the appliances being accepted and has to know:

$$P(\bar{X} + kS_n \leq L / L = \mu + K_p \sigma)$$

Par définition, cette expression est égale à $\beta(p)$, la probabilité d'acceptation. La probabilité $1 - \beta(p)$ qu'un lot à proportion de déchets p soit rejeté donne le *risque encouru par le fabricant*.

Cette expression peut s'écrire sous la forme suivante:

$$P\left(\frac{t_{n.c.}}{\sqrt{n-1}} \geq k \sqrt{\frac{n}{n-1}}\right) = \beta(p)$$

Pour un lot ayant la même proportion de déchets p que dans le paragraphe 35.1, $\beta(p)$ est égal à α . Avec $p = 0,2, \alpha = 0,2$ (valeurs du C.I.S.P.R.), $\beta(0,2) = 0,2$. Du point de vue du fabricant, il faut rendre maximum $\beta(p)$ en améliorant la fabrication (en diminuant le pourcentage de déchets) étant donné que $\beta(p)$ dépend de la proportion de déchets.

D'une manière générale, le fabricant a besoin d'une probabilité d'acceptation voisine de 95%. La fonction qui représente l'influence de la proportion de déchets sur la probabilité d'acceptation $\beta(p)$ s'appelle la caractéristique opératoire du test et $1 - \beta(p)$ la fonction «puissance» du test. Représentation mathématique de la caractéristique opératoire:

$$\beta(p) = P\left(\frac{t_{n.c.}}{\sqrt{n-1}} \geq k \sqrt{\frac{n}{n-1}}\right)$$

pour n constant.

La figure 18, page 202, donne quelques courbes pour $\alpha = 0,2$. On voit d'après ces courbes que pour obtenir une probabilité d'acceptation $\beta(p)$ fixe, le pourcentage de déchets augmentera avec la taille de l'échantillon. La puissance dite discriminatrice de la caractéristique opératoire augmente en même temps que la taille de l'échantillon et est idéale si n est égal au nombre total d'appareils à homologuer.

35.3 Exemple (voir figure 18)

On veut contrôler un lot d'appareils conformément à la règle 80%/80%. Avec une taille de l'échantillon $n = 6$, nous avons $k = 1,42$. Le consommateur a un niveau de confiance de 80% que 80% des appareils du lot sont conformes à la tolérance.

La probabilité d'acceptation $\beta(p)$ est 20% pour $p = 0,2$ (80% des appareils conformes). Pour obtenir une plus grande probabilité d'acceptation, il faut diminuer la proportion de déchets p . Pour $p = 0,035$ (96,5% d'appareils de niveau perturbateur inférieur à la limite L), la probabilité d'acceptation est 80%. Sur 10 échantillons constitués chacun par six appareils prélevés à $p = 0,035$, huit échantillons en moyenne donneront un résultat positif. Pour $p = 0,009$ (99,1% d'appareils conformes), la probabilité d'acceptation est 95%. Dans ce dernier cas, le fabricant doit adopter les valeurs μ et σ telles que $\mu + 2,4 \sigma \leq L$.

36. Tests basés sur la distribution binomiale (échantillonnage par attributs)

Le nombre d'appareils défectueux c rencontrés dans un échantillon de taille n doit assurer avec un niveau de confiance de 80% que 80% des appareils produits en série ont un niveau de perturbations radioélectriques inférieur à une limite spécifiée L . Sont considérés défectueux les appareils dont le niveau de perturbation est supérieur à la valeur spécifiée L .

36.1 Détermination de la constante c

La rencontre d'appareils défectueux lors de l'échantillonnage d'un lot doit répondre à la condition que de tels événements soient statistiquement indépendants et qu'il n'y en ait pas plus d'un au même moment.

La distribution binomiale est caractérisée par la proportion de déchets p du lot d'appareils à contrôler et par la taille de l'échantillon n .

By definition, this expression is equal to $\beta(p)$, the acceptance probability. The probability $1 - \beta(p)$ of a batch with a fraction defective p being rejected gives the *producer's risk*.

This can be rewritten as follows:

$$P\left(\frac{t_{n.c.}}{\sqrt{n-1}} \geq k \sqrt{\frac{n}{n-1}}\right) = \beta(p)$$

For a lot with the same fraction defective p as in Sub-clause 35.1 $\beta(p)$ equals α . With $p = 0.2$, $\alpha = 0.2$ (C.I.S.P.R. values) $\beta(0.2)$ is 0.2. From the producer's point of view, $\beta(p)$ should be maximized by improving the production (a smaller percentage of defectives) since $\beta(p)$ depends on the defective fraction.

Generally, the manufacturer needs an acceptance probability as high as 95%. The function representing the dependence of the acceptance probability $\beta(p)$ on the fraction defective p is called the operating characteristic of the test and $1 - \beta(p)$ the power curve of the test. The mathematical representation for the O.C. curve:

$$\beta(p) = P\left(\frac{t_{n.c.}}{\sqrt{n-1}} \geq k \sqrt{\frac{n}{n-1}}\right)$$

for fixed n .

In Figure 18, page 202, a few curves are given for $\alpha = 0.2$. From these curves it can be seen that in order to ensure the same acceptance probability $\beta(p)$, the percentage of defectives will increase with the sample size. The so-called discriminatory power of the operating characteristic curve increases as the sample size increases and is ideal if n equals the total number of appliances to be approved.

35.3 Example (see Figure 18)

A batch of appliances has to be checked according to the 80%/80% rule. With a sample size $n = 6$, we have $k = 1.42$. The consumer has an 80% degree of confidence that 80% of the batch lies below the limit.

The acceptance probability $\beta(p)$ is 20% at $p = 0.2$ (80% below the limit). To obtain a greater acceptance probability, the percentage defective p should be decreased. At $p = 0.035$ (96.5% below the limit L), the acceptance probability is 80%. From each 10 samples consisting of six units taken from lots with $p = 0.035$, eight samples will on average yield a positive result. At $p = 0.009$ (99.1% below the limit), the acceptance probability is 95%. In the latter case, the manufacturer has to apply a μ and σ which fulfil the expression $\mu + 2.4 \sigma \leq L$.

36. Tests based on the binomial distribution (sampling by attributes)

The number of defective units c that occur in a sample of size n has to ensure with an 80% degree of confidence that 80% of the appliances produced on a large scale are below a specified radio-interference limit L . An item has to be considered defective as soon as its radio-interference level is above the specified value L .

36.1 Determination of constant c

The occurrence of defective units by sampling a batch of appliances should satisfy the requirement that the occurrences are statistically independent and not more than one occurrence takes place at the same moment.

The binomial distribution is characterized by the fraction defective p of the batch of appliances being tested and the sample size n .

La probabilité qu'un échantillon de taille n comporte exactement c appareils défectueux est donnée par:

$$\binom{n}{c} p^c (1-p)^{n-c} \quad n \text{ et } c \text{ étant des nombres entiers}$$

La probabilité que ces échantillons contiennent c appareils défectueux ou moins est donnée par:

$$P(x \leq c) = \sum_{x=0}^c \binom{n}{x} p^x (1-p)^{n-x} \quad n, x \text{ et } c \text{ étant des nombres entiers}$$

$P(x \leq c)$ représente la fonction de distribution.

La probabilité qu'un échantillon de taille n contienne plus de c appareils défectueux doit être $(1-\alpha)$, si le lot d'appareils testés possède la proportion maximale admissible de déchets. Par suite:

$$P(x > c / p) = 1 - \alpha$$

$$P(x \leq c / p) = \sum_{x=0}^c \binom{n}{x} p^x (1-p)^{n-x} = \alpha$$

Conformément aux spécifications du C.I.S.P.R.: $\alpha = 0,2$ et $p = 0,2$. Les valeurs correspondantes de c et de n sont indiquées dans le tableau de gauche. Le tableau de droite donne les valeurs de c et de n pour $\alpha = 0,05$ et $p = 0,2$. La valeur de c correspond au nombre des appareils défectueux et celle de n , à la taille de l'échantillon.

c	n
0	7
1	14
2	20
3	26
4	32
5	38

pour un risque encouru par le consommateur de 20%.

c	n
0	13
1	22
2	29
3	36
4	43
5	50

pour un risque encouru par le consommateur de 5%.

Pour qu'on ait un niveau de confiance de 80% que 80% des appareils respectent la limite, il faut que c et n correspondent aux valeurs indiquées dans le tableau de gauche.

36.2 Détermination de la taille de l'échantillon n

De manière analogue à ce qui a été dit dans le paragraphe 35.2, la probabilité d'acceptation découle de:

$$P(x \leq c / p) = \beta(p)$$

Si $p = 0,2$, $\beta(0,2) = \alpha = 0,2$. La probabilité $1 - \beta(0,2)$ que le lot d'appareils soit refusé est 0,8.

La caractéristique opératoire s'écrit alors sous la forme:

$$\beta(p) = \sum_{x=0}^c \binom{n}{x} p^x (1-p)^{n-x}$$

Quelques courbes correspondantes ont été tracées sur la figure 19, page 202.

The probability that a sample of size n has exactly c defective items is given by:

$$\binom{n}{c} p^c (1-p)^{n-c} \quad n, c \text{ integers}$$

and that this sample contains c or less defective items by:

$$P(x \leq c) = \sum_{x=0}^c \binom{n}{x} p^x (1-p)^{n-x} \quad n, x, c \text{ integers}$$

$P(x \leq c)$ represents the distribution function.

The probability that a sample with size n contains more than c defective items should be $(1-\alpha)$ if the batch of appliances being tested has the maximum allowed fraction defective, hence:

$$P(x > c/p) = 1 - \alpha$$

$$P(x \leq c/p) = \sum_{x=0}^c \binom{n}{x} p^x (1-p)^{n-x} = \alpha$$

According to the C.I.S.P.R. requirements: $\alpha = 0.2$ and $p = 0.2$. The corresponding c and n values are given in the left-hand table. The right-hand table represents the values for c and n if $\alpha = 0.05$ and $p = 0.2$, c represents the allowed number of defective items and n the sample size.

c	n
0	7
1	14
2	20
3	26
4	32
5	38

for a consumer's risk of 20%.

c	n
0	13
1	22
2	29
3	36
4	43
5	50

for a consumer's risk of 5%.

To have an 80% degree of confidence that 80% of the appliances are below the limit c and n should correspond with the values listed in the left-hand table.

36.2 Determination of sample size n

By analogy with Sub-clause 35.2 the acceptance probability follows from:

$$P(x \leq c/p) = \beta(p)$$

If $p = 0.2$ then $\beta(0.2) = \alpha = 0.2$. The probability $1 - \beta(0.2)$ of the batch of appliances being rejected is 0.8.

The operating characteristic curve is given by:

$$\beta(p) = \sum_{x=0}^c \binom{n}{x} p^x (1-p)^{n-x}$$

Curves have been drawn in Figure 19, page 202.

36.3 Graphiques de contrôle

L'emploi de graphiques de contrôle [3] donne des renseignements sur l'influence du procédé de fabrication sur les valeurs à contrôler de manière statistique et indique les écarts par rapport aux valeurs initiales. De cette façon, on apprécie de manière plus précise la qualité du processus de fabrication.

D'une manière générale, la moyenne $\bar{X}$ et l'écart type S_n de l'échantillon donnent une bonne estimation des caractéristiques de qualité à étudier. Dans le cas des appareils produits en série, on peut prélever un nombre suffisant d'échantillons pour s'assurer que $\bar{X}$ et S_n sont conformes à la valeur moyenne requise μ et à l'écart type σ . Les intervalles de confiance pour diverses fractions de la fabrication peuvent être prédits à partir de ces résultats.

On peut aisément utiliser la technique des graphiques de contrôle de façon à ce que le consommateur ait un niveau de confiance de 80% que 80% de la fabrication ne dépasse pas la tolérance. On évite par là même, l'emploi d'échantillons de petite taille.

Bibliographie

- [1] Tables of the non-central t -distribution, Resnikoff, G. J. et Lieberman, G. J., Stanford University, California, 1957.
- [2] C.I.S.P.R./WG 8 (Groenveld/Netherlands) 1, mars 1972.
- [3] Statistics and Experimental Design I, pages 298–348, Johnson, N. L., et Leone, F. C., Wiley and Sons, New York, 1964.

36.3 Control charts

The use of control charts [3] provides information about the influence of the production process on the values to be statistically controlled and indicates the deviations from the original values. In this way, an insight can be gained into the performance of the production process.

Generally, the sample average $\bar{X}$ and the sample standard deviation S_n give a good estimation of the quality characteristics to be studied. For mass-produced appliances, a sufficient number of samples can be taken to ensure conformity of $\bar{X}$ and S_n with the required mean value μ and standard deviation σ . The confidence intervals for various fractions of the production may be predicted from these results.

Control chart techniques can easily be applied in such a way that the consumer has the required 80% confidence that 80% of the production is below the permissible limit, whereas at the same time the use of small samples is avoided.

Bibliography

- [1] Tables of the non-central t -distribution, Resnikoff, G. J., and Lieberman, G. J., Stanford University, California, 1957.
- [2] C.I.S.P.R./WG 8 (Groenveld/Neth.) 1, March 1972.
- [3] Statistics and Experimental Design I, pp. 298–348, Johnson, N. L., and Leone, F. C., Wiley and Sons, New York, 1964.

ANNEXE A

DÉFINITIONS ET MÉTHODES DE MESURE DES CARACTÉRISTIQUES FONDAMENTALES DU RÉCEPTEUR

A1. Bande passante

La bande passante est la largeur de la courbe de sélectivité globale du récepteur pour un affaiblissement de 6 dB au-dessus de la réponse à mi-bande.

Note. – Dans le cas de signaux impulsifs, la bande passante rectangulaire équivalente, pour un récepteur usuel comportant une chaîne de circuits couplés en dessous du couplage critique, est égale à la largeur de la courbe de sélectivité globale pour un affaiblissement de 7 dB au-dessous de la réponse à mi-bande.

Pour un tel récepteur, la largeur de bande du filtre rectangulaire donnant les mêmes valeurs de crête pour la réponse sera environ 1,05 fois sa bande passante à 6 dB; c'est le cas qui correspond aux aires d'impulsions de référence citées au paragraphe 2.1. Voir l'annexe O et la figure 39, page 211. La définition de 6 dB pour la bande passante, donnée ci-dessus, a toutefois été adoptée conformément à l'usage courant.

A2. Constante de temps électrique à la charge

La constante de temps électrique à la charge est le temps nécessaire pour qu'après l'application instantanée d'une tension sinusoïdale d'amplitude constante à l'entrée de l'étage précédant immédiatement celle du voltmètre de quasi-crête, la tension détectée atteigne 63% de sa valeur finale.

Cette constante de temps est mesurée de la manière suivante:

Une onde sinusoïdale d'amplitude constante et de fréquence égale à la fréquence intermédiaire (valeur correspondant au centre de la bande passante) est appliquée à l'entrée du dernier étage de l'amplificateur à fréquence intermédiaire. On note l'élongation D relevée sur un appareil de mesure sans inertie (oscillographe à rayons cathodiques) indiquant la tension en un point de l'amplificateur à courant continu choisi de telle façon que son raccordement ne puisse troubler le fonctionnement du détecteur. L'amplitude de l'onde sera telle que les réponses des étages intéressés restent dans les zones de fonctionnement linéaire. Ensuite, par un dispositif approprié, on n'applique l'onde sinusoïdale d'amplitude maintenue constante que pendant un temps limité (train d'ondes à enveloppe rectangulaire). Le temps pour lequel la déviation relevée vaut $0,63 D$ est égal à la constante de temps électrique à la charge du voltmètre de quasi-crête.

A3. Constante de temps électrique à la décharge

La constante de temps électrique à la décharge est le temps nécessaire pour qu'après la suppression instantanée d'une tension sinusoïdale d'amplitude constante appliquée à l'entrée de l'appareil, la tension détectée soit réduite à 37% de sa valeur initiale.

APPENDIX A

DEFINITIONS AND METHODS OF MEASURING THE FUNDAMENTAL CHARACTERISTICS OF THE RECEIVER

A1. Bandwidth

The bandwidth is the width of the overall selectivity curve of the receiver at a level 6 dB below the mid-band response.

Note. – For impulsive signals, the bandwidth of an idealized rectangular filter giving the same peak value of response as a receiver comprising a cascade of circuits with less than critical coupling is approximately equal to the bandwidth at a level 7 dB below the mid-band response.

For such a receiver, the bandwidth of the rectangular filter giving the same peak values of response will be approximately 1.05 times its 6 dB bandwidth; this is the case corresponding to the reference pulse areas quoted in Sub-clause 2.1. See Appendix O and Figure 39, page 211. The 6 dB definition of bandwidth, given above, has however been adopted in accordance with current usage.

A2. Electrical charge-time constant

The charge-time constant is the time needed, after the instantaneous application of a constant sine-wave voltage to the stage immediately preceding the input of the quasi-peak voltmeter, for the output voltage of the voltmeter to reach 63% of its final value.

This time constant is measured as follows:

A sine-wave signal of constant amplitude and frequency equal to the mid-band frequency of the intermediate frequency amplifier is applied to the input of the last stage of the intermediate frequency amplifier. The indication D of an instrument having no inertia (cathode-ray oscilloscope) connected at a point in the d.c. amplifier circuit so as not to affect the behaviour of the detector, is noted. The level of the signal shall be such that the response of the stages concerned remains within the linear operating range. A sine-wave signal of this level is then applied for a limited time only (wave train of rectangular envelope); the duration of this signal, for which the deflection registered is $0.63 D$, is equal to the charge-time constant of the quasi-peak voltmeter.

A3. Electrical discharge-time constant

The discharge-time constant is the time needed, after the instantaneous removal of a constant sine-wave voltage applied to the input of the apparatus, for the output voltage of the voltmeter to fall to 37% of its initial value.

Le procédé de mesure est analogue au précédent mais, en second lieu, à la place d'une application de l'onde pendant un temps limité, on interrompt cette tension pendant un temps défini. Le temps pour lequel l'élongation tombe à 0,37 D est la constante de temps électrique à la décharge du voltmètre de quasi-crête.

A4. Constante de temps mécanique de l'instrument indicateur

La constante de temps mécanique de l'instrument indicateur réglé à l'amortissement critique est égale à $T_L/2\pi$, T_L étant la période de l'oscillation libre de l'équipage mobile de l'instrument, tout amortissement étant supprimé.

L'instrument étant réglé à l'amortissement critique, la loi du mouvement de son équipage s'exprime par:

$$T^2 \frac{d^2 \alpha}{dt^2} + 2T \frac{d\alpha}{dt} + \alpha = ki$$

où:

α = élongation

i = courant traversant l'instrument

T = constante de temps de ce dernier

On déduit de cette relation que cette constante de temps peut alors encore se définir comme étant égale à la durée d'une impulsion de courant rectangulaire (d'amplitude constante) qui produit une élongation maximale égale à 35% de l'élongation permanente que produirait un courant continu de même amplitude que celle de l'impulsion rectangulaire.

Note. – Les méthodes de mesure et de réglage sont déduites de ces définitions:

- a) La période d'oscillations libres étant réglée à 0,63 s, l'équipage est amorti de façon que $\alpha_T = 0,35 \alpha_{\max}$.
- b) Lorsqu'on ne peut mesurer l'oscillation libre, on règle l'amortissement de façon que l'instrument ait un léger dépassement balistique (qui doit cependant rester inférieur à 5%) et l'on ajuste le moment d'inertie de l'équipage pour que $\alpha_T = 0,35 \alpha_{\max}$.

A5. Réserve de linéarité

Le niveau maximal pour lequel la réponse en régime permanent d'un circuit (ou d'un groupe de circuits) ne s'écarte pas de plus de 1 dB de la linéarité idéale définit la zone de fonctionnement pratiquement linéaire de ce circuit (ou de ce groupe de circuits).

Le rapport de ce niveau à celui qui correspond à la pleine élongation de l'instrument indicateur définit la réserve de linéarité du circuit (ou du groupe de circuits) considéré.

A6. Influence des caractéristiques du récepteur sur sa réponse aux impulsions

Le niveau de la courbe de réponse aux impulsions aux fréquences de répétition élevées dépend essentiellement de la largeur de la bande passante.

A l'opposé, aux fréquences de répétition basses, ce sont les constantes de temps qui jouent un rôle déterminant.

Aucune tolérance n'est fixée pour ces constantes de temps, mais il est signalé à titre indicatif qu'une valeur de 20% est estimée raisonnable.

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 0.37 D is the discharge-time constant of the quasi-peak voltmeter.

A4. Mechanical time constant of the indicating instrument

The mechanical time constant of a critically-damped instrument is equal to $T_L/2\pi$, T_L is the period of free oscillation of the instrument with all damping removed.

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

$$T^2 \frac{d^2 \alpha}{dt^2} + 2T \frac{d\alpha}{dt} + \alpha = ki$$

where:

α = deflection

i = current through the instrument

T = time constant of the instrument

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

Note. – The methods of measurement and adjustment are deduced from these definitions:

- a) The period of free oscillation having been adjusted to 0.63 s, damping is added so that $\alpha_T = 0.35 \alpha_{\max}$.
- b) When the period of the 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 the inertia of the movement such that $\alpha_T = 0.35 \alpha_{\max}$.

A5. Overload factor

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).

The ratio of this level to that which corresponds to full scale deflection of the indicating instrument is called the overload factor of the circuit (or group of circuits) considered.

A6. Influence of the receiver characteristics upon its pulse response

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.

Ce sont également à ces fréquences de répétition basses que l'effet d'un défaut dans les réserves de linéarité se remarquerait. Les valeurs requises pour ces réserves de linéarité correspondent à l'exigence de mesure correcte d'une impulsion isolée avec la bande passante et les constantes de temps imposées.

Le contrôle de la courbe de réponse aux impulsions aux deux extrémités de l'étendue de mesure de l'appareil indicateur couvre celui d'un éventuel défaut de linéarité de la détection (défaut souvent caractérisé par la dénomination d'«effet d'incertitude» dans les publications C.I.S.P.R. antérieures).

Les fréquences de répétition les plus critiques à cet égard se situeront très probablement au voisinage de 20 Hz à 100 Hz.

STANDARDSISO.COM: Click to view the full PDF of CISPR 16:1977
Withdrawn

It is also at the very low repetition frequencies that the effect of lack of overload factor will be most noticeable. The values required for the two overload factors are those necessary for the accurate measurement of an isolated pulse using the bandwidth and time constants prescribed.

Examination of the pulse response-curve at the two ends of the range of the indicating instrument provides a check on a possible non-linear behaviour of the detector (referred to in earlier C.I.S.P.R. publications as the “uncertainty effect”).

The most critical repetition frequencies in this respect will most probably be in the neighbourhood of 20 Hz to 100 Hz.

Withdrawing
STANDARDSISO.COM: Click to view the full PDF of CISPR 16:1977

ANNEXE B

CARACTÉRISTIQUES D'UN ANALYSEUR DE SPECTRE UTILISÉ DANS UNE GAMME DE FRÉQUENCES 0,3 GHz À 18 GHz

Pour mesurer les rayonnements perturbateurs dans la gamme 0,3 GHz à 18 GHz, l'utilisation d'un analyseur de spectre est particulièrement utile. Les essais peuvent être effectués dans les conditions suivantes:

1) L'analyseur de spectre doit avoir les caractéristiques suivantes:

- a) la réponse de l'analyseur de spectre à toute fréquence indésirable doit être inférieure de 40 dB au moins à la réponse à la fréquence instantanée. Cela peut être obtenu à l'aide d'un présélecteur séparé;
- b) une largeur de bande de 125 ± 25 kHz;
- c) une atténuation variable à la fois dans les sections à fréquence radioélectrique et à fréquence intermédiaire du récepteur;
- d) une efficacité d'écran d'au moins 60 dB;
- e) un temps de balayage pouvant varier d'au moins 0,1 s à 10 s;
- f) afin de permettre un examen visuel lorsqu'on établit le temps de balayage le plus faible, il doit être muni d'un dispositif de mesure tel qu'un tube à rayon cathodique à mémoire.

2) L'analyseur de spectre doit être muni à l'entrée d'un filtre dont l'atténuation doit être d'au moins 30 dB à la fréquence de fonctionnement de l'équipement en essai, afin de protéger les circuits de l'analyseur contre toute détérioration lors de la mesure de rayonnements perturbateurs faibles en présence d'un fondamental puissant. Il peut être nécessaire d'utiliser plusieurs de ces filtres pour les fréquences de fonctionnement.

3) Les précautions qui doivent être prises doivent être conforme à ce qui suit:

La plupart des analyseurs de spectre n'ont pas de sélectivité dans les étages à fréquence radioélectrique. Cela signifie que le signal d'entrée est directement transmis à un mélangeur à large bande, où il est converti en une fréquence intermédiaire convenable. Depuis peu de temps, on peut obtenir des analyseurs de spectre pour micro-ondes ayant des présélecteurs «de poursuite» qui suivent automatiquement la fréquence à analyser. Ce système permet dans une très large mesure de surmonter les difficultés rencontrées lors de la mesure des niveaux des harmoniques et des émissions parasites à l'aide d'un analyseur qui peut produire de telles fréquences dans ces circuits d'entrée.

De nombreux analyseurs de spectre pour micro-ondes utilisent des harmoniques de l'oscillateur local et couvrent ainsi différentes portions de la gamme de fréquences à observer. S'ils n'ont pas de présélecteurs à fréquence radioélectrique, de tels analyseurs reçoivent tant de réponses parasites et d'harmoniques qu'il est difficile de s'assurer qu'un signal observé est réellement à la fréquence indiquée, et qu'il n'est pas produit par erreur dans l'appareil de mesure.

De nombreux fours, appareils de diathermie médicale et autres appareils ISM sont alimentés par du courant alternatif redressé mais non filtré. Leurs émissions sont donc modulées à la fois en amplitude et en fréquence. Des modulations supplémentaires en amplitude et en phase sont dues au mouvement des agitateurs dans les fours.

Ces émissions ont des composantes spectrales distantes d'environ 1 Hz (modulation due aux agitateurs) et de 50 Hz ou 60 Hz (modulation provenant de la fréquence du réseau). Si l'on considère

APPENDIX B

CHARACTERISTICS OF A SPECTRUM ANALYZER FOR USE IN THE FREQUENCY RANGE 0.3 GHz to 18 GHz

For measuring the interfering radiations that fall in the range 0.3 GHz to 18 GHz, a spectrum analyzer is particularly useful. Tests may be made under the following conditions:

- 1) The spectrum analyzer shall have the following characteristics:
 - a) the spurious responses shall be at least 40 dB below the response at the instantaneous tuned frequency. This may be achieved by a separate attached pre-selector;
 - b) a bandwidth of 125 ± 25 kHz;
 - c) variable attenuation in both radio-frequency and intermediate-frequency section of the receiver;
 - d) a screening effectiveness of at least 60 dB;
 - e) a sweep time capable of being varied from at least 0.1 s to 10 s;
 - f) to permit visual observation while using the slower sweep times, it should be provided with some form of storage such as a storage type display tube.
- 2) A filter shall be provided at the input of the spectrum analyzer to give at least 30 dB of attenuation at the operating frequency of the equipment under test, in order to protect the input circuits of the analyzer from damage when measuring weak spurious signals in the presence of strong fundamental. A number of such filters may be required to deal with different operating frequencies.
- 3) Precautions should be taken in accordance with the following discussion.

Most spectrum analyzers have no r.f. selectivity; that is, the input signal is fed directly to a broad-band mixer, where it is heterodyned to a suitable intermediate frequency. Recently microwave spectrum analyzers are obtainable with tracking pre-selectors, which automatically follow the frequency being scanned by the receiver. This system overcomes to a considerable degree the disadvantage of attempting to measure the amplitudes of harmonic and spurious emissions by use of an analyzer which can generate such components in its input circuit.

Many microwave spectrum analyzers employ harmonics of the local oscillator to cover various portions of the tuning range. Without pre-selection, such analyzers often display so many spurious and harmonic signals that it becomes difficult to be sure that a signal being displayed is actually at the indicated frequency, and that it is not being generated falsely in the measuring instrument.

Many ovens, medical diathermy equipments and other microwave ISM apparatus receive their input power from unrectified a.c. or rectified but unfiltered d.c. energy sources. Consequently, their emissions are simultaneously modulated in amplitude and frequency. Additional a.m. and f.m. is caused by the movement of stirring devices used in ovens.

These emissions have spectral line components as close together as 1 Hz (due to modulation by the oven stirring device), and 50 Hz or 60 Hz (due to modulation at mains frequency). Considering that the

que la fréquence fondamentale est généralement assez instable, on voit qu'il n'est pas possible de distinguer ces composantes spectrales. En pratique, on recherche plutôt l'enveloppe du spectre réel en utilisant une largeur de bande de l'analyseur supérieure à la différence de fréquence entre ces raies (mais en règle générale petite par rapport à la largeur de l'enveloppe spectrale). Si la largeur de bande de l'analyseur est suffisamment grande pour contenir plusieurs composantes spectrales, la valeur maximale indiquée augmente avec la largeur de bande jusqu'au moment où la largeur de bande de l'appareil est comparable à la largeur de bande du signal. Il est donc essentiel d'arriver à un accord permettant de normaliser la largeur de bande si l'on veut pouvoir comparer les amplitudes observées avec différents analyseurs lorsqu'on mesure les émissions provenant d'appareils tels que les appareils de chauffage et de thérapie.

Il a été signalé que de nombreuses émissions de fours sont modulées avec des fréquences pouvant descendre jusqu'à 1 Hz. On a pu observer que les enveloppes spectrales de telles émissions sont irrégulières et varient d'un balayage à l'autre, si du moins le nombre de balayages par seconde n'est pas petit par rapport à la plus basse des fréquences composantes de la modulation.

Le temps de balayage adéquat peut donc être de 10 s ou même plus. Des fréquences de balayage si lentes ne conviennent pas à l'observation visuelle, à moins qu'on utilise un système à mémoire adéquat, tel qu'un tube à rayons cathodiques à mémoire ou une photographie ou une table traçante. On a essayé d'accroître la fréquence de balayage en enlevant ou en arrêtant les agitateurs du four. Cependant, on peut considérer que cette méthode n'est pas satisfaisante car l'amplitude, la fréquence et la forme du spectre varient avec la position des agitateurs. Quand on utilise l'analyseur pour des mesures d'homologation, il peut être plus utile de balayer à un taux plus élevé.

carrier frequency is generally rather unstable, it does not appear that display of these spectral line components is feasible. Rather, it is the practice to display the envelope of the true spectrum by employing an analyzer bandwidth which is larger than the frequency interval between spectral components (but as a rule small in relation to the width of the spectral envelope). Because the analyzer bandwidth is wide enough to contain a number of adjacent spectral lines, the indicated peak value increases with bandwidth up to the point where the analyzer bandwidth is comparable to the width of the spectrum of the signal. It is essential, therefore, to obtain agreement to use a specified bandwidth in order to compare the amplitudes displayed by different analyzers when measuring emissions typical of present heating and therapeutic devices.

It has been indicated that many oven emissions are modulated at rates as low as 1 Hz. It has been observed that the displayed spectral envelopes of such emissions are irregular, appearing to vary from scan to scan, unless the number of scans per second is low compared with this lowest frequency component of the modulation.

A suitable rate for investigation of the emission may require 10 s or more to accomplish one scan. Such low scanning rates are not suitable for visual observation unless suitable storage is employed, such as that provided by a storage-type cathode-ray tube, a photograph or a chart-recording device. Some attempts have been made to increase the useful scanning frequency by removing or stopping the stirring device in the oven. However, this may be considered unsatisfactory because the amplitude, frequency and shape of the spectrum are found to vary with the position of the stirrer. Where the analyzer is being used for approval tests, a high scan rate may be found to be more useful.

ANNEXE C

DÉTERMINATION DE LA COURBE DE RÉPONSE AUX IMPULSIONS RÉPÉTÉES

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.

C1. Réponse aux impulsions répétées des étages haute fréquence, changeur de fréquence et moyenne fréquence

La réponse impulsionnelle de ces étages est pratiquement déterminée par les seuls étages moyenne fréquence 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 couplés critiquelement et placés en cascade de manière à réaliser la bande passante désirée à 6 dB. 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 tout à fait négligeable.

L'enveloppe de la réponse impulsionnelle s'écrit:

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

où:

G = gain global à l'accord

ω_0 = pulsation de valeur $\frac{\pi}{\sqrt{2}} B_6$, où B_6 représente la bande passante définie à -6 dB

C2. Réponse du détecteur du voltmètre de quasi-crête aux signaux obtenus à l'étage précédent

Le calcul est conduit dans l'hypothèse où le raccordement des circuits de détection à l'issue du dernier étage moyenne fréquence 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 globale de passage S), et suivi d'un circuit comportant un condensateur C shunté par une résistance de décharge R .

La constante de temps électrique à la charge T_C est liée au produit SC tandis que la constante de temps électrique à la décharge T_D est fournie par le produit RC .

La relation entre T_C et le produit SC sera fixée par la condition d'obtenir en un temps $t = T_C$, une tension détectée de 0,63 fois la valeur de régime lors de l'application brusque d'un signal à fréquence radioélectrique d'amplitude constante.

APPENDIX C

DETERMINATION OF RESPONSE TO REPEATED PULSES

This appendix sets out the data for the numerical calculation, and the process to be followed, when 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.

C1. Response of the pre-detector stages

The pulse response of these stages is, in general, determined solely by the intermediate-frequency stages which 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 passband at 6 dB. Any other equivalent arrangement can be reduced to the above for purposes of calculation. The practical symmetry of this passband 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:

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

where:

G = overall gain at tuned frequency

ω_0 = angular frequency of value $\frac{\pi}{\sqrt{2} B_6}$, where B_6 represents the bandwidth at –6 dB

C2. 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 intermediate-frequency stage 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 radio-frequency signal is suddenly applied.

La tension U sur le condensateur est liée à l'amplitude A du signal à fréquence radioélectrique appliqué au détecteur, par la relation:

$$\frac{dU}{dt} + \frac{U}{RC} = A \frac{(\sin \theta - \theta \cos \theta)}{\pi \cdot SC} \quad (2)$$

où:

θ = 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 et $2,81 SC = 1$ ms; dans la bande B: $T_C = 1$ ms, $T_D = 160$ ms et $3,95 SC = 1$ ms; dans les bandes C et D: $T_C = 1$ ms, $T_D = 550$ ms et $4,07 SC = 1$ ms.

Portant la valeur ainsi obtenue dans l'équation (2), on résout celle-ci (toujours par des méthodes de résolution approchée) en introduisant à la place de l'amplitude constante la fonction $A(t)$ fournie par l'équation (1) du paragraphe précédent, soit isolément, soit répétée à une certaine cadence.

Le cas de la répétition ne peut pratiquement se résoudre qu'en se fixant arbitrairement certains niveaux de la tension détectée à l'origine de chaque impulsion, en déterminant les accroissements ΔU de cette tension occasionnée par l'impulsion susdite, et ensuite en recherchant l'espacement qu'il faut ménager entre deux impulsions successives pour ramener les conditions initiales choisies.

C3. Réponse de l'appareil indicateur du voltmètre de quasi-crête aux signaux obtenus au paragraphe précédent

La seule hypothèse simplificatrice, mais parfaitement légitime, consiste actuellement à assimiler les phases de croissance de la tension détectée à des fronts raides.

On est alors amené à résoudre l'équation caractéristique suivante:

$$\frac{d^2 \alpha}{dt^2} + \frac{2}{T_1} \cdot \frac{d\alpha}{dt} + \frac{1}{T_1^2} \alpha = \frac{1}{T_1^2} \exp(-t/T_D) \quad (3)$$

où:

$\alpha(t)$ = déviation de l'appareil

T_D = constante de temps électrique à la décharge du voltmètre de quasi-crête

T_1 = 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 zéro 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 de la sollicitation. Pour les cas intermédiaires, le calcul se complique beaucoup: chaque impulsion trouve l'aiguille en mouvement et il faut rechercher la solution qui ramène les conditions initiales en position et vitesse de l'index.

The voltage U across the capacitor is related to the amplitude A of the radio-frequency signal applied to the detector by the equation:

$$\frac{dU}{dt} + \frac{U}{RC} = A \frac{(\sin \theta - \theta \cos \theta)}{\pi \cdot SC} \quad (2)$$

where:

θ = 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 and $2.81 SC = 1$ ms; in band B: $T_C = 1$ ms, $T_D = 160$ ms and $3.95 SC = 1$ ms; in bands C and D: $T_C = 1$ ms, $T_D = 550$ ms and $4.07 SC = 1$ ms.

By inserting the value thus obtained in equation (2), 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) of the previous section.

The case of repeated pulses can be solved practically only by arbitrarily assuming a level for the output voltage of the detector at the start of each pulse, by determining the increment ΔU of this voltage caused by the pulse, and then finding the spacing which must exist between two successive pulses in order to repeat the assumed initial conditions.

C3. 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:

$$\frac{d^2 a}{dt^2} + \frac{2}{T_1} \frac{da}{dt} + \frac{1}{T_1^2} a = \frac{1}{T_1^2} \exp(-t/T_D) \quad (3)$$

where:

$a(t)$ = instrument deflection

T_D = electrical discharge-time constant of the quasi-peak voltmeter

T_1 = mechanical time constant of the critically damped indicating instrument

The solution of the problem is relatively simple for the two extremes of the response curve; on the one hand, for pulses sufficiently separated for the starting point to be zero and thus known, and on the other, for pulses having a sufficiently high repetition rate for the inertia of the instrument to prevent it following the fluctuations faithfully. For the intermediate cases, the calculation becomes more complicated. At the start of each pulse, the index is moving and it is necessary to find a solution which takes account of the initial position and velocity of the index.

ANNEXE D

DÉTERMINATION DU SPECTRE D'UN GÉNÉRATEUR D'IMPULSIONS

D1. Générateur d'impulsions

Un générateur d'impulsions est requis pour le contrôle des exigences de l'article 2. Les exigences des paragraphes 2.1 et 2.2 peuvent être contrôlées par la technique du générateur d'impulsions ou par les techniques décrites à l'annexe Q. La technique du générateur d'impulsions est exposée dans la présente annexe.

Ce générateur doit être capable de débiter des impulsions ayant les caractéristiques indiquées dans le tableau ci-dessous. Le spectre doit être pratiquement uniforme jusqu'à la limite supérieure de la bande de fréquences étudiée. Le générateur doit avoir une fréquence de répétition variable, assurant au moins les valeurs de fréquences indiquées dans le tableau. L'amplitude du spectre doit être connue à ± 1 dB et la fréquence de répétition à 1% près.

Un spectre peut être réputé pratiquement uniforme dans une gamme de fréquences donnée si, dans cette gamme, la variation de son amplitude reste inférieure à 2 dB par rapport à sa valeur pour les fréquences inférieures de la gamme.

Le spectre est caractérisé par une courbe représentant la loi de variation de la tension équivalente à l'entrée d'un récepteur de mesure à bande passante constante, en fonction de la fréquence d'accord de ce récepteur.

Pour le contrôle des exigences de l'article 4, l'étendue du spectre au-dessus de la limite supérieure de la bande de fréquences étudiée doit être limitée (réduction d'au moins 10 dB à deux fois la fréquence supérieure). Cette particularité est nécessaire pour normaliser la sévérité de l'épreuve de contrôle des effets d'intermodulation puisque de tels effets peuvent être produits par toutes les composantes spectrales qui diffèrent l'une de l'autre en fréquence d'une valeur égale à la fréquence d'accord.

Bande (MHz)	Aire d'impulsion (μ Vs)	Fréquence de répétition (Hz)
0,01 à 0,150	13,5	1, 2, 5, 10, 25, 60, 100
0,15 à 30	0,316	}
30 à 300	0,044	
300 à 1 000	(Voir note)	

Note. – Ce générateur doit être capable de produire des impulsions d'amplitude adéquate sur un spectre uniforme jusqu'à 1 000 MHz si possible.

D2. Méthode générale de mesure

Des méthodes pour la détermination précise de la valeur absolue de l'amplitude du spectre des impulsions sont données dans l'annexe Q.

On peut utiliser la méthode suivante pour la mesure de la variation de l'amplitude du spectre en fonction de la fréquence.

APPENDIX D

DETERMINATION OF PULSE GENERATOR SPECTRUM

D1. Pulse generator

For checking compliance with the requirements of Clause 2, a pulse generator will be required. The requirements of Sub-clauses 2.1 and 2.2 may be checked using the pulse generator technique or using techniques described in Appendix Q. The pulse generator technique is discussed in this appendix.

The generator should be capable of producing pulses with the characteristics given in the table below. The spectrum should be substantially constant up to the upper limit of the frequency band under consideration. The generator should have a variable frequency repetition rate, giving at least the frequencies indicated in the table. The amplitude of the spectrum should be known within ± 1 dB and the repetition frequency to within about 1%.

The spectrum may be regarded as satisfactorily uniform within a given frequency band 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 spectrum is defined by the curve, which represents as a function of the tuned frequency of the receiver, the law of variation of the equivalent voltage at the input of a measuring apparatus having a constant bandwidth.

For checking compliance with the requirements of Clause 4, the spectrum above the upper limit of the frequency band under consideration must be limited (10 dB down at twice the upper frequency). This is necessary to standardize the severity of the test since cross-modulation products of all components of the spectrum separated one from the other by the tuned frequency will contribute to the response.

Band (MHz)	Pulse area (μ Vs)	Repetition frequency (Hz)
0.01–0.150	13.5	1, 2, 5, 10, 25, 60, 100
0.15–30	0.316	} 1, 2, 10, 20, 100, 1 000
30–300	0.044	
300–1 000	(See note)	

Note. – This generator should be capable of producing pulses of adequate amplitude with as uniform a spectrum up to 1 000 MHz as possible.

D2. General method of measurement

Methods for the accurate determination of the absolute value of the spectrum amplitude of pulses are given in Appendix Q.

For measurement of the variation of the spectrum amplitude with frequency, the following method may be used:

Le générateur d'impulsions est connecté à l'entrée d'un récepteur à haute fréquence suivi d'un oscilloscope enregistrant les impulsions à radiofréquence aux bornes du dernier circuit oscillant de l'amplificateur.

Pour chaque fréquence d'accord du récepteur, on mesure:

- a) la bande passante B_0 (Hz) du récepteur pour un affaiblissement de 6 dB;
- b) la valeur efficace E_0 du signal de sortie d'un générateur étalon d'onde entretenue de même impédance que le générateur à étalonner, connecté à l'entrée du récepteur à la place de ce générateur, accordé sur la fréquence centrale de la bande passante du récepteur et produisant sur l'oscilloscope une déviation de même amplitude que la valeur de crête des impulsions à radiofréquence.

L'amplitude relative du spectre à chaque fréquence est donnée par:

$$S_r(f) = \frac{E_0}{B_0}$$

La mesure est répétée en faisant varier la fréquence d'essai dans la bande étudiée.

Le spectre du générateur d'impulsions est représenté par la courbe de $S_r(f)$ à la fréquence de mesure.

Le récepteur utilisé doit être linéaire pour les niveaux de crête des signaux utilisés.

L'affaiblissement sur les canaux parasites, en particulier sur la fréquence image et sur la fréquence intermédiaire, doit être supérieur à 40 dB.

Les mesures peuvent être faites à l'aide d'un récepteur conforme à la présente spécification, en utilisant l'indicateur de quasi-crête au lieu de l'oscilloscope, à condition de maintenir constante pendant toutes les mesures la fréquence de répétition des impulsions.

Note. – Pour des impulsions de durées appropriées aux gammes de 10 kHz à 150 kHz et 0,15 MHz à 30 MHz, la mesure directe de l'aire d'impulsion au moyen d'un oscilloscope (= $\frac{1}{2}$ d'amplitude spectrale) est une méthode convenable. L'utilisation de la méthode oscillographique dans la gamme 30 MHz à 1 000 MHz est limitée par la fréquence supérieure des appareils. L'utilisation d'oscillographes à échantillonnage est possible bien que leur précision puisse être limitée par l'erratisme de la base de temps.

The pulse generator is connected to the input of a high-frequency receiver followed by an oscilloscope connected so as to indicate the radio-frequency pulse at the terminals of the final tuned circuit of the amplifier.

At each frequency of tuning of the receiver, the following are measured:

- a) The bandwidth $B_0(\text{Hz})$ of the receiver at the 6 dB level;
- b) the r.m.s. value E_0 of the output from a standard signal generator which has the same impedance as the pulse generator and tuned to the mid-band of the receiver and which produces on the oscilloscope a deflection equal in amplitude to the peak of the radio-frequency pulses.

The relative spectrum amplitude at each frequency is taken to be:

$$S_r(f) = \frac{E_0}{B_0}$$

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 intermediate-frequency 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.

Note. – For pulses of durations appropriate to the ranges 10 kHz to 150 kHz, and 0.15 MHz to 30 MHz, the direct measurement with an oscilloscope of the pulse area ($= \frac{1}{2}$ spectrum amplitude) is a suitable method. Use of the oscilloscope method in the range 30 MHz to 1 000 MHz depends on the availability of high-frequency oscilloscopes. The use of sampling oscilloscopes is possible, although its effectiveness can be limited by jitter.

ANNEXE E

RÉSEAUX FICTIFS

Cette annexe présente les informations et données concernant les réseaux fictifs utilisés pour la mesure des tensions perturbatrices dans la gamme de fréquences 10 kHz à 100 MHz et d'intensité admissible jusqu'à 100 A. Sont inclus les réseaux destinés à la mesure des tensions entre chaque conducteur d'alimentation et la terre (asymétriques) et entre les conducteurs du réseau d'alimentation (symétriques).

Des montages typiques pour l'interconnexion du réseau d'alimentation, du réseau fictif, du perturbateur essayé et du récepteur de mesure sont donnés.

Les détails d'une sonde de tension sont inclus.

E1. Exemples de réseaux fictifs normalisés (réseaux en V) pour la mesure des tensions perturbatrices entre chaque conducteur et la terre

La figure 20, page 203, représente la forme générale des réseaux appropriés. Pour chaque réseau normal, le tableau I donne les valeurs des paramètres indiqués dans cette figure. L'appareil de mesure est successivement relié à la borne de sortie O de chaque réseau fictif correspondant à chaque conducteur d'alimentation. Toutes les sorties non connectées sont spécialement fermées sur une résistance égale à la résistance d'entrée R_2 de l'appareil de mesure.

E2. Réseaux à conducteurs multiples

La figure 21, page 203, représente un exemple de réseau fictif normalisé, monté dans une enveloppe, pour des circuits à deux conducteurs, à courant alternatif ou continu (réseau en V pour 0,15 MHz à 30 MHz). La figure 22, page 203, représente le schéma d'un réseau pour circuit triphasé avec neutre. La figure 23, page 204, représente un réseau fictif pour la mesure des composantes symétrique et asymétrique de la tension perturbatrice dans les réseaux à deux conducteurs (réseau delta).

La tension symétrique $(\bar{V}_A - \bar{V}_B)$ sur la figure 24, page 204, est celle qui apparaît aux bornes P₁ et P₂ de la figure 23.

La tension asymétrique $\frac{(\bar{V}_A + \bar{V}_B)}{2}$ sur la figure 24 est celle qui apparaît entre la borne C et la terre sur la figure 23.

La figure 25, page 204, représente un réseau correspondant à celui de la figure 23 qui peut être utilisé lorsque l'impédance d'entrée de l'appareil de mesure est 50 Ω , 60 Ω ou 75 Ω . Ce réseau convient pour la mesure des composantes symétriques (position 1 du contacteur S) et asymétriques (position 2 du contacteur S) avec un voltmètre sélectif non symétrisé.

APPENDIX E

ARTIFICIAL MAINS NETWORKS

This appendix sets forth information and data concerning artificial mains networks used in the measurement of radio-interference voltages over the frequency range 10 kHz to 100 MHz and having current carrying capabilities of up to 100 A. Included are networks for voltage measurements between each conductor of the supply mains and earth (asymmetrical), and between conductors of the supply mains (symmetrical).

Typical arrangements for the interconnection of supply mains, the artificial mains networks, the appliance under measurement and the measuring apparatus are provided.

Details of a voltage probe are furnished.

E1. Examples of standard artificial mains networks (V-networks) for the measurement of interference voltages between each conductor and earth

Figure 20, page 203, shows the general form of appropriate networks. Values of the parameters shown in this figure for each of the approved networks are given in Table I. The measuring apparatus is successively connected on the output terminal O of the artificial mains network units corresponding to each supply conductor. All unused outputs shall be purposely terminated in a resistance equal to the input resistance R_2 of the measuring apparatus.

E2. Multiple conductor networks

Figure 21, page 203, shows an example of a standard artificial mains network in one enclosure for two wires, a.c. or d.c. circuits (V-network for 0.15 MHz to 30 MHz). Figure 22, page 203, shows in schematic form a network for a three-phase circuit with neutral. Figure 23, page 204, shows an artificial mains network for the measurement of the symmetrical and asymmetrical components of the radio-interference voltage in two-wire circuits (delta network).

The symmetrical voltage ($\bar{V}_A - \bar{V}_B$) on Figure 24, page 204, is the voltage appearing between terminals P₁ and P₂ of Figure 23.

The asymmetrical voltage $\frac{(\bar{V}_A + \bar{V}_B)}{2}$ on Figure 24 is the voltage appearing between terminal C and the earth of Figure 23.

Figure 25, page 204, shows a network corresponding to that of Figure 23 which can be used when the input impedance of the measuring apparatus is 50 Ω , 60 Ω or 75 Ω . This network is suitable for measuring both symmetrical (position 1 of switch S) and asymmetrical (position 2 of switch S) components, with an unbalanced selective voltmeter.

TABLEAU I

Valeurs des paramètres pour les réseaux fictifs

Bandes	A	B	B	B et C
Gammes de fréquences	10–150 kHz	150 kHz–30 kHz	0,15–30 MHz	0,15–100 MHz
Paragraphes de référence	8.2	8.3.1a)	8.3.3	8.3.3 et 8.4.1
Gammes de courants	< 25 A	< 25 A	25–100 A	—
$R = R_1 + R_2$	50 Ω	150 Ω	50 Ω	50 Ω (note 4)
R_3	5 Ω	0	0	5 Ω
R_4	1000 Ω	—	—	—
R_5	10 Ω	—	—	—
C_1	0,25 μF (note 2)	0,1 μF	0,1 μF	0,1 μF
C_2	8 μF (note 3)	Note 1	1,0 μF	0,25 μF
C_3	1,2 μF	—	—	—
L_1	50 μH	Note 1	50 μH	5 μH
L_2	250 μH	—	—	—
Impédance caractéristique	Figure 4, page 191	Paragraphe 8.3.1a)	Figure 5, page 192	Figure 6, page 193

Notes 1. – Le réseau artificiel doit avoir une impédance entre chaque conducteur et la terre dont le module Z à toute fréquence est conforme au paragraphe 8.3.1a).

2. – Aux plus basses fréquences de la gamme 10–150 kHz, le condensateur de 0,25 μF n'a pas une impédance négligeable. Sauf indication contraire, la valeur mesurée est celle qui est indiquée par l'appareil de mesure sans correction pour cette impédance.
3. – Comme une valeur élevée de capacité est utilisée dans ce schéma, ce circuit doit être soit mis en liaison franche avec la masse soit muni d'un transformateur d'isolement.
4. – La figure 26, page 205, représente un circuit en variante qui a été jugé approprié. Il convient de tenir compte de l'affaiblissement introduit par ce réseau selon les indications de la figure 25, page 204, et du tableau II.

Un circuit filtrant supplémentaire peut être requis dans le cas où des perturbations radioélectriques dues au réseau pourraient influencer les mesures dans une proportion notable.

TABLEAU II

Valeurs de résistance, d'affaiblissement et d'impédance du réseau artificiel de la figure 25 (note 1) pour trois impédances d'entrée différentes Z , de l'appareil de mesure

	$Z = 50 \Omega$	$Z = 60 \Omega$	$Z = 75 \Omega$
Résistance (note 2)			
$R_1 = R_2$	118,7 (120) Ω	112,2 (110) Ω	107,1 (110) Ω
$R_3 = R_5$	152,9 (150) Ω	169,7 (160) Ω	187,5 (180) Ω
R_4	390,7 (390) Ω	483,9 (470) Ω	621,4 (620) Ω
$R_6 = R_7$	275,7 (270) Ω	230,3 (220) Ω	187,5 (180) Ω
$R_8 = R_9$	22,8 (22) Ω	27,6 (27) Ω	34,5 (36) Ω
$R_{10} = R_{11}$	107,8 (110) Ω	129,1 (130) Ω	161,3 (150) Ω
R_{12}	50 Ω	60 Ω	75 Ω
Atténuation (note 3)			
Symétrique A_{sym}	20 (20) dB	20 (19,7) dB	20 (19,8) dB
Asymétrique A_{asym}	20 (19,9) dB	20 (19,8) dB	20 (20) dB
Impédance du réseau fictif (note 3)			
Symétrique Z_{sym}	150 (150) Ω	150 (145,7) Ω	150 (151,2) Ω
Asymétrique Z_{asym}	150 (148) Ω	150 (143,4) Ω	150 (145,2) Ω

TABLE I

Parameter values for artificial mains network

Band	A	B	B	B and C
Frequency range	10–150 kHz	150 kHz–30 MHz	0.15–30 MHz	0.15–100 MHz
Reference sub-clause	8.2	8.3.1a)	8.3.3	8.3.3 and 8.4.1
Current range	< 25 A	< 25 A	25–100 A	—
$R = R_1 + R_2$	50 Ω	150 Ω	50 Ω	50 Ω (Note 4)
R_3	5 Ω	0	0	5 Ω
R_4	1000 Ω	—	—	—
R_5	10 Ω	—	—	—
C_1	0.25 μF (Note 2)	0.1 μF	0.1 μF	0.1 μF
C_2	8 μF (Note 3)	Note 1	1.0 μF	0.25 μF
C_3	1.2 μF	—	—	—
L_1	50 μH	Note 1	50 μH	5 μH
L_2	250 μH	—	—	—
Impedance characteristic	Figure 4, page 191	Sub-clause 8.3.1a)	Figure 5, page 192	Figure 6, page 193

Notes 1. – The artificial mains network shall have an impedance between each conductor and earth whose magnitude Z at any one frequency is as given in Sub-clause 8.3.1a).

2. – At the lowest frequencies of the range 10–150 kHz, the 0.25 μF capacitor does not have a negligible impedance. Unless otherwise specified, the measured value is that shown on the measuring apparatus without correction being made for this impedance.
3. – Since a high capacitance value is used in this unit, the unit shall either be solidly bonded to earth or a mains isolating transformer shall be used.
4. – Figure 26, page 205, shows an alternate circuit that has been found suitable. Allowance must be made for the attenuation introduced by this network as indicated in Figure 25, page 204, and Table II.

An additional filter section may be required in the case where mains-borne radio-frequency interference influences the measurements to a substantial extent.

TABLE II

Resistance, attenuation and impedance values of the artificial network of Figure 25 (Note 1) for three different input impedances Z of the measuring apparatus

	$Z = 50 \Omega$	$Z = 60 \Omega$	$Z = 75 \Omega$
<i>Resistance (Note 2)</i>			
$R_1 = R_2$	118.7 (120) Ω	112.2 (110) Ω	107.1 (110) Ω
$R_3 = R_5$	152.9 (150) Ω	169.7 (160) Ω	187.5 (180) Ω
R_4	390.7 (390) Ω	483.9 (470) Ω	621.4 (620) Ω
$R_6 = R_7$	275.7 (270) Ω	230.3 (220) Ω	187.5 (180) Ω
$R_8 = R_9$	22.8 (22) Ω	27.6 (27) Ω	34.5 (36) Ω
$R_{10} = R_{11}$	107.8 (110) Ω	129.1 (130) Ω	161.3 (150) Ω
R_{12}	50 Ω	60 Ω	75 Ω
<i>Attenuation (Note 3)</i>			
Symmetrical A_{sym}	20 (20) dB	20 (19.7) dB	20 (19.8) dB
Asymmetrical A_{asym}	20 (19.9) dB	20 (19.8) dB	20 (20) dB
<i>Artificial network impedance (Note 3)</i>			
Symmetrical Z_{sym}	150 (150) Ω	150 (145.7) Ω	150 (151.2) Ω
Asymmetrical Z_{asym}	150 (148) Ω	150 (143.4) Ω	150 (145.2) Ω

- Notes 1. – Le rapport du nombre de tours du transformateur symétrique/asymétrique de la figure 25, page 204, doit être $\sqrt{2,5}$ avec prise médiane.
2. – Les valeurs de résistance entre parenthèses sont les valeurs préférentielles les plus proches (tolérance $\pm 5\%$).
3. – Les valeurs entre parenthèses sont calculées en tenant compte de l'utilisation des valeurs de résistance indiquées entre parenthèses.

E3. Contrôle de la symétrie de l'appareil de mesure directe des tensions perturbatrices symétriques

La condition de symétrie imposée au paragraphe 8.6.1 se contrôle de la façon indiquée par le circuit de la figure 27, page 205.

Une tension U_a est injectée au moyen d'un générateur de 75Ω d'impédance interne entre la terre et le point commun de deux résistances de 150Ω chacune (ne différant pas entre elles de plus de 1%), tandis que les deux autres extrémités de ces résistances sont reliées aux bornes du réseau fictif où se raccorde l'appareil en essai.

On mesure la tension U_s relevée en position de mesure de la tension symétrique. Le rapport de U_a/U_s doit être supérieur à 20 (26 dB) comme spécifié au paragraphe 8.6.1.

E4. Circuits pour la mesure de la tension lorsque le réseau fictif ne peut pas être utilisé (voir le paragraphe 5.1.3 de la Publication 11 du C.I.S.P.R.)

Lorsque des réseaux d'isolement et fictifs ne peuvent pas être utilisés, la méthode représentée à la figure 28, page 206, doit être utilisée. Les mesures doivent être effectuées entre chaque ligne et une prise de terre appropriée (plaque de terre, tuyauterie d'eau, tube métallique) avec un condensateur d'arrêt C et une résistance de manière que la résistance totale entre ligne et terre soit de 1500Ω . L'effet sur la précision de mesure de tout dispositif qui peut être utilisé pour protéger l'appareil de mesure contre des courants dangereux doit être soit inférieur à 1 dB ou être pris en compte lors de l'étalonnage.

Notes 1. – The turns ratio of the balanced to unbalanced transformer in Figure 25, page 204, is assumed to be $\sqrt{2.5}$ with centre tap.

2. – Resistance values shown in brackets are the nearest preferred values ($\pm 5\%$ tolerance).

3. – Values shown in brackets are calculated assuming the resistance values shown in brackets.

E3. Measurement of the balance of the arrangement for direct measurement of symmetric noise-voltages

The degree of balance required by Sub-clause 8.6.1 may be checked in the manner indicated by the circuit in Figure 27, page 205.

A voltage U_a is injected, from a generator having an internal impedance of $75\ \Omega$, between earth and the common point of two resistors each of $150\ \Omega$ (not differing from each other by more than 1%). The other ends of these resistors are connected to the terminals of the artificial mains network which are intended to be connected to the device under test.

A voltage U_s is measured in the position for symmetric voltage measurement. The ratio U_a/U_s should be greater than 20:1 (26 dB) as specified in Sub-clause 8.6.1.

E4. Circuits for voltage measurement when artificial mains network cannot be used (see Sub-clause 5.1.3 of C.I.S.P.R. Publication 11)

When isolating and artificial mains networks cannot be used, the method shown in Figure 28, page 206, shall be used. The measurements shall be made between each line and a suitable earth (earth plate, water pipe, metal tube) with a blocking capacitor C and a resistor such that the total resistance between line and earth is $1500\ \Omega$. The effect on the accuracy of measurement of any device which may be used to protect the measuring apparatus against dangerous currents shall either be less than 1 dB or be allowed for in calibration.

ANNEXE F

CONNEXION DE L'APPAREILLAGE ÉLECTRIQUE AU RÉSEAU FICTIF

F1. Introduction

Cette annexe a pour but de donner des directives générales sur les techniques qui peuvent être utilisées pour évaluer les perturbations radioélectriques produites par un appareillage électrique quelconque dans la gamme de fréquences 0,15 MHz à 30 MHz. Cette annexe donne des informations sur les méthodes de connexion de ces dispositifs au réseau fictif. Un tableau indique les différents cas généralement rencontrés dans la pratique pour lesquels une technique appropriée peut être choisie.

F2. Classement des différents cas possibles

F2.1 Appareils non rayonnants mais mal filtrés (figures 29 et 30, page 207)

Le courant perturbateur I_1 injecté sur le réseau fictif Z par l'appareil en essai (figure 29) et, donc, la tension U_1 mesurée aux bornes de ce réseau croissent lorsqu'on fait croître la capacité C_1 entre le blindage et la masse de l'appareil. La tension U_1 est maximale ($U_1 = ZI_1 \approx E_1$) lorsqu'on connecte l'appareil à la masse:

- 1) soit directement (par court-circuit de C_1);
- 2) soit en alimentant l'appareil par un cordon blindé (figure 30) (voir cependant les remarques de l'article F3).

F2.2 Appareils bien filtrés mais dont le blindage présente des fuites (figures 31 et 32, page 207)

En ce cas, le courant injecté directement dans le réseau est pratiquement nul.

Par contre, des rayonnements parasites peuvent se produire, soit par des ouvertures d'un blindage imparfait, soit par l'intermédiaire d'un conducteur sortant du blindage et formant antenne. Dans les deux cas, on peut schématiser ces fuites par une capacité externe C_2 réalisant la liaison de la source de f.é.m. perturbatrice interne E_2 à la masse du local d'essai. C_2 est traversée par un courant I_2 .

Le courant de fuites I_2 se ferme par la masse avec retour en I_2 par le cordon (figure 31). Si l'impédance de C_1 est grande devant Z ($ZC_1\omega \ll 1$), I_2 est voisin de I_1 et la tension $U_2 = ZI_2$ aux bornes du réseau fictif ne dépend que des fuites.

Si l'on augmente C_1 , on shunte Z et U_2 diminue. A la limite, si l'on court-circuite C_1 en alimentant l'appareil par un cordon blindé, le courant de fuites I_2 se ferme entièrement par le blindage du cordon et la tension U_2 devient nulle (figure 32).

F2.3 Cas général réel

Le plus souvent en pratique, les blindages et filtrages sont imparfaits; les deux effets précédents se manifestent alors simultanément et se superposent:

On peut, dans ces conditions, rencontrer les trois cas suivants.

APPENDIX F

CONNECTION OF ELECTRICAL EQUIPMENT TO THE ARTIFICIAL MAINS NETWORK

F1. Introduction

This appendix is intended to give general guidance in the techniques which can be used to assess the radio-interference generated by certain electrical equipment in the frequency range 0.15 MHz to 30 MHz. It provides information on methods of connection of such devices to the artificial mains network. A table is provided giving a general presentation of various cases encountered in practice enabling, for such cases, a suitable technique to be selected.

F2. Classification of the possible cases

F2.1 *Non-radiating but badly-filtered appliances (Figures 29 and 30, page 207)*

Interference current I_1 fed from the appliance under test to the artificial mains network Z (Figure 29) and, consequently, the voltage U_1 measured on this network both increase when capacitance C_1 between the screening of the appliance and earth is increased. The voltage U_1 is maximum ($U_1 = ZI_1 \approx E_1$) when the appliance is connected to earth:

- 1) either directly (by short circuiting of C_1), or
- 2) when the apparatus is fed through screened conductors (Figure 30) (however, see discussion in Clause F3).

F2.2 *Well filtered but incompletely screened appliances (Figures 31 and 32, page 207)*

In this case, the interference current fed to the mains is reduced practically to zero.

On the other hand, undesirable radiations may occur either through gaps in an incomplete screen or through a protruding conductor acting as an aerial. In both cases, this leakage may be schematically represented by an external capacitor C_2 connected between an internal interference source of e.m.f. E_2 and earth. This capacitance C_2 passes a current I_2 .

The leakage current I_2 flows in a circuit which is completed by the earth, and a part I_2' returns along the supply leads (Figure 31). If the impedance of C_1 is large compared with Z ($ZC_1\omega \ll 1$), I_2' is nearly equal to I_2 and the voltage $U_2 = ZI_2$ across the artificial mains network depends only on the leakage.

If C_1 were increased, Z would be shunted and U_2 would decrease. In the limit, if C_1 were short-circuited, by supplying the appliance through screened conductors, the leakage current I_2 would pass entirely along the screening of these conductors and the voltage U_2 would be reduced to zero (Figure 32).

F2.3 *Practical general case*

Most usually in practice neither the screening nor the filtering are perfect; the two preceding effects then occur simultaneously and they are additive.

In such conditions, the three following cases may be encountered.

F2.3.1 Alimentation par un cordon blindé (figure 33, page 208)

Le courant dû aux fuites par rayonnement se ferme par la masse et les surfaces externes des blindages du réseau fictif et du cordon d'alimentation; son effet sur Z est nul.

La tension U_1 , mesurable aux bornes de Z , est produite uniquement par le courant I_1 injecté sur le cordon d'alimentation, avec retour par les surfaces internes des blindages du réseau fictif et du cordon. Elle a alors sa valeur maximale:

$$U_1 = ZI_1 \approx E_1$$

F2.3.2 Alimentation par un cordon non blindé mais filtré (figure 34, page 208)

Si l'on ajoute sur le cordon d'alimentation, à son entrée dans l'appareil, un filtre passe-bas très efficace, dont le blindage est relié directement à celui de l'appareil, le courant I_1 injecté par la source E_1 sur le circuit d'alimentation est bloqué par le filtre.

Comme dans le cas de la figure 31, page 207, le courant I_2 dû au rayonnement se ferme pratiquement par Z et par le cordon (si $ZC_1\omega \ll 1$); la tension U_2 mesurable aux bornes de Z est alors produite uniquement par le rayonnement.

F2.3.3 Alimentation par un cordon ordinaire (figure 35, page 208)

Si l'on retire le filtre de la figure 34, le courant I_1 injecté par la source E_1 sur le cordon réapparaît (figure 35), mais puisque le circuit se ferme alors par C_1 , sa valeur est réduite dans le rapport $ZC_1\omega$ (si $ZC_1\omega \ll 1$) par rapport à sa valeur maximale (figure 33).

Le courant I_2 n'est pas modifié par rapport aux cas précédents, mais comme le cordon n'est pas blindé, il se ferme également par Z et par le cordon d'alimentation.

La tension U , mesurable aux bornes du réseau fictif, résulte alors de la superposition des courants I_1 et I_2 . Dans le cas où les forces électromotrices E_1 et E_2 sont produites par une source interne commune, ces deux courants sont synchrones; la tension U dépend donc non seulement de leurs valeurs, mais également de leur déphasage. Il peut arriver, pour certaines fréquences, que I_1 et I_2 se trouvent en opposition. Dans ce cas, si I_1 et I_2 sont du même ordre de grandeur, U peut devenir très faible, même si I_1 et I_2 sont eux-mêmes intenses. De plus, si la fréquence de la source de perturbation varie, l'opposition de phase peut disparaître et la tension U peut varier rapidement de façon très importante.

F3. Méthode de mise à la masse

Dans ce qui précède, on a supposé que la mise à la masse de l'appareil étudié était réalisée par la gaine d'un cordon d'alimentation blindé.

Cette solution est la seule correcte pour réaliser une mise à la masse franche permettant la séparation nette des deux espèces de courants I_1 et I_2 , comme indiqué ci-dessus. Elle est applicable sans exception à toutes fréquences.

Pour les fréquences usuelles de radiodiffusion ($f < 1,6$ MHz), on obtient pratiquement le même résultat en réalisant la mise à la masse de l'appareil par un conducteur linéaire de faible longueur (maximum 1 m), disposé parallèlement au cordon d'alimentation et à une distance de ce dernier inférieure à 10 cm (voir paragraphe 9.2.3).

Pour les fréquences supérieures à quelques mégahertz, cette solution simplifiée doit être utilisée avec prudence, d'autant plus que la fréquence est plus élevée. Il est alors plus sûr d'utiliser *a priori* un

F2.3.1 Supply through screened conductors (Figure 33, page 208)

The current caused by leakage due to radiation flows in a circuit closed through earth and the external surfaces of the screening of the artificial mains network and of the supply conductors; it has no effect on Z .

The voltage U_1 , which may be measured across Z , is solely due to the current I_1 injected into the supply conductors and returning through the internal surfaces of the screening of the artificial mains network and these conductors. The voltage U_1 is then maximum:

$$U_1 = ZI_1 \approx E_1$$

F2.3.2 Supply through unscreened but filtered conductors (Figure 34, page 208)

If a highly efficient low-pass filter is connected to the input of the appliance, with its screening directly connected to the screening of the appliance, the current I_1 fed by source E_1 on to the mains conductors will be stopped by the filter.

As in the case represented in Figure 31, page 207, the current I_2 due to the radiation returns through Z and the conductors (if $ZC_1\omega \ll 1$); the voltage U_2 measured across Z is then produced solely by the radiation.

F2.3.3 Supply through ordinary conductors (Figure 35, page 208)

Should the filter in Figure 34 be removed, the current I_1 from source E_1 reappears on the conductors (Figure 35) but as the circuit is closed through C_1 , its value is reduced in the ratio of $ZC_1\omega$ (if $ZC_1\omega \ll 1$) referred to its minimum value (Figure 33).

The current I_2 is the same as in the previous cases, but as the conductors are not screened, it passes also through Z and the mains conductors.

The voltage U across the artificial mains network results then from the superposition of currents I_1 and I_2 . When electromotive forces E_1 and E_2 are themselves produced by a common internal source, these currents are synchronous and the voltage U depends not only on their values but also on their phases. For certain frequencies, it may occur that currents I_1 and I_2 are in opposition and if they are also of approximately the same magnitude, the voltage U may become very small even if I_1 and I_2 are individually quite large. Moreover, if the frequency of the source varies, the phase opposition may not remain constant and voltage U may show rapid and considerable variations.

F3. Method of earthing

In the foregoing, the earthing of the appliance was assumed to be made through the screening of the supply conductors.

This is the only correct solution in order to obtain an earthing allowing a clear distinction between the two kinds of currents I_1 and I_2 , as indicated above. It may be applied, without exception to all frequencies.

For the usual broadcasting frequencies ($f < 1.6$ MHz) practically the same result may be achieved by earthing through a straight lead of small length (1 m maximum), running parallel to the mains lead and not more than 10 cm distant from it (see Sub-clause 9.2.3).

For frequencies above a few megahertz, this simplified solution should only be used with care, especially at the higher frequencies. It is then strongly recommended that screened conductors be

cordon blindé dans tous les cas. Pour des fréquences supérieures, il peut être nécessaire de tenir compte de l'impédance caractéristique du conducteur.

F4. Conditions de mise à la masse

F4.1 Règles générales

A la lumière des discussions ci-dessus, il apparaît que le comportement des circuits de mesure de la tension aux bornes du réseau fictif et, par conséquent, le résultat des mesures dépendent d'une façon très importante des conditions de liaison de la masse de l'appareil étudié à la masse du local. Il importe donc de bien préciser ces conditions.

En principe, la conséquence essentielle de la mise à la masse est de séparer physiquement les deux courants I_1 et I_2 et de faire varier en sens inverse leurs actions respectives sur l'appareil de mesure (tension U aux bornes de Z). Dans le cas limite d'une liaison directe, réalisant un court-circuit franc de C_1 , le courant d'injection I_1 est maximal, donc également la tension correspondante ($U_1 = ZI_1 \approx E_1$); le courant I_2 , dû au rayonnement, est au contraire entièrement dérivé dans le conducteur de mise à la masse et la tension correspondante U_2 est nulle.

On déduit de ces remarques les règles générales suivantes.

F4.1.1 La mise à la masse franche s'impose pour les essais:

F4.1.1.1 Dans le cas d'un appareil non rayonnant (par exemple un moteur), parce qu'on mesure alors la valeur maximale de la perturbation que l'on peut obtenir en pratique.

F4.1.1.2 Dans le cas d'un appareil rayonnant mal filtré lorsque, sans s'inquiéter d'évaluer le rayonnement, on veut seulement mesurer l'importance de la perturbation due à l'injection directe dans le cordon d'alimentation:

- soit pour mesurer l'efficacité du filtre placé sur l'appareil (par exemple pour les bases de temps d'un récepteur de télévision);
- soit pour mesurer, en laboratoire, la perturbation réelle produite par un appareil dont, en service normal, le rayonnement est supprimé par un blindage (par exemple pour un transformateur d'allumeur de chaudière à mazout).

F4.1.2 La mise à la masse franche est au contraire à proscrire formellement dans le cas d'un appareil très bien filtré mais donnant lieu à un rayonnement important (par exemple ozoniseurs, appareils médicaux à ondes amorties, soudeuses à arc, etc.). Dans tous ces cas, la tension mesurable aux bornes du réseau fictif devient très faible avec une mise à la masse franche, alors que, sans mise à la masse ou avec une mise à la masse d'impédance quelconque, elle peut être très importante ou, ce qui est plus grave, indéterminée. La mesure n'a alors plus de sens et il est indispensable de réaliser la mise à la masse par l'intermédiaire d'une résistance spécifiée schématisant un fil de terre usuel de grande longueur.

F4.1.3 Dans le cas où il n'y a aucune liaison de masse, la tension aux bornes du réseau fictif résulte de la superposition des deux courants I_1 et I_2 .

La mesure n'a une signification précise que si l'un de ces courants est nul, c'est-à-dire si l'on a affaire à un appareil très bien blindé et mal filtré (par exemple un moteur) ou à un appareil très bien filtré mais rayonnant (par exemple un récepteur de télévision, un ozoniseur, etc.).

En général, elle fournit seulement, sans permettre aucune discrimination, une valeur de la perturbation résultante globale, pour un appareil sans borne de terre et dans les conditions d'emploi utilisées pour l'essai. Il est alors nécessaire de bien spécifier ces conditions, c'est-à-dire les valeurs des capacités à la masse des divers éléments de l'appareil (par exemple du câble d'antenne dans le cas

used in all cases. At the higher frequencies, it may be necessary to take into account the characteristic impedance of the conductor.

F4. Conditions of earthing

F4.1 General rules

It appears from the considerations discussed above that the behaviour of the measuring circuit for the voltage across the artificial mains network and, hence, the result of these measurements, are very largely dependent on how the frame of the appliance being tested is connected to earth. It is therefore essential to specify these conditions closely.

Essentially, the principal effect of earthing is to separate the two currents I_1 and I_2 and to cause opposing variations of their respective actions on the measuring apparatus (which measures voltage U across Z). In the limiting case of a direct connection from the body of the appliance to earth, which short circuits C_1 , the values of current I_1 and thus of voltage $U_1 = ZI_1 \approx E_1$, are maximum; on the contrary, the current I_2 due to radiation passes entirely through this short circuit and the corresponding voltage U_2 is reduced to zero.

From these remarks, the following general rules are drawn.

F4.1.1 *Direct earthing should always be used when testing:*

F4.1.1.1 A non-radiating appliance (e.g. a motor) as, in such a case, the measurement yields the maximum value of the interference voltage which may be met in practice.

F4.1.1.2 A badly-filtered radiating appliance when, without troubling to measure the radiation, it is wished solely to measure the interference due to direct injection into the supply conductors:

- either for assessing the efficiency of the filter (for instance, for the time base circuits of television receivers);
- or for assessing, in the laboratory, the actual interference produced by an apparatus whose radiation in normal operation will be suppressed by screening (e.g. a transformer for the ignition system of fuel boilers).

F4.1.2 *Direct earthing is, on the contrary, to be absolutely prohibited* when testing a very well-filtered appliance which, however, generates considerable radiation (e.g. ozonizers, medical apparatus with damped oscillations, arc welders, etc.). In all these cases, the voltage across the artificial-mains network becomes very small with direct earthing, while, without such earthing or with earthing through any impedance, it may be quite large or even, what is worse, indeterminate. The measurement is then meaningless and it becomes necessary to make the earthing through a specified resistance representing a usual earth lead of considerable length.

F4.1.3 *Without any earthing*, the voltage across the artificial mains network results from the addition of both currents I_1 and I_2 .

A measurement having a precise meaning can only be obtained when one of these currents is reduced to zero, that is, either with a very well screened but poorly filtered appliance (e.g. a motor) or with a very well filtered but radiating appliance (e.g. a television receiver, an ozonizer, etc.).

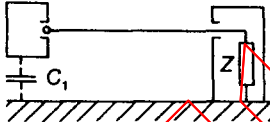
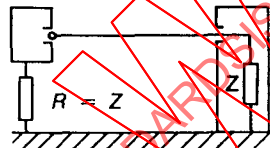
The measurement usually yields only the value of the *resulting total interference, without allowing any discrimination*, the results being only valid for the conditions used during the test. Such conditions should then be very well defined, namely the values of the capacitance to earth of the various elements of the appliance (for instance, the capacitance of the transmission line from the

d'un récepteur de télévision). En outre, une mesure unique sur une fréquence arbitraire n'a pas de sens si, pour cette fréquence, les courants I_1 et I_2 se trouvent en opposition. Il convient donc, par principe, de répéter la mesure en faisant varier la fréquence.

F4.2 Classement des montages d'essai types

Les tableaux III et IV résument les divers types de montage utilisables et les types d'appareils pour lesquels il convient de les mettre en œuvre. Ils indiquent la signification des mesures, c'est-à-dire la grandeur physique qui correspond à la tension U mesurée entre les bornes du réseau fictif Z , ainsi que les précautions à prendre pour donner à la mesure tout son sens.

TABLEAU III

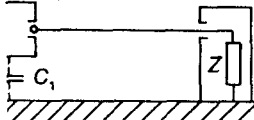
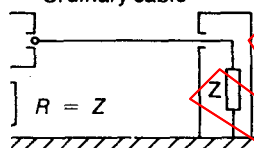
Mode de connexion	Spécification des appareils étudiés				Grandeur mesurée	Particularité de la mesure
	Exemples	Caractéristiques essentielles				
		Borne de terre	Rayonnement	Filtrage		
 	Tous moteurs Appareils électro-domestiques	Sans	Faible	Médiocre	Perturbation réelle (réduite) due au courant injecté seul I_1	La perturbation dépend de C_1 Il est indispensable de spécifier la position de l'appareil par rapport à la masse ou de préciser la valeur de C_1
	Ozoniseurs Appareils médicaux Soudeuses à arc Récepteurs de télévision (base de temps)		Très bon	Perturbation réelle due au rayonnement seul I_2		
				Fort	Médiocre	Perturbation globale réelle résultant de la superposition des deux effets précédents ($I_1 + I_2$)
		Ces deux effets (I_1 et I_2) peuvent se trouver en opposition de phase pour certaines fréquences				
		Avec		Très bon	Perturbation réelle obtenue avec un filtre de terre de longueur usuelle	Spécifier la position de l'appareil par rapport à la masse pour que: $RC_1\omega \ll 1$

aerial in the case of a television receiver). Moreover, a single measurement for one arbitrary frequency has no significance if, for this frequency, currents I_1 and I_2 are in opposition. As a matter of principle, then, it is necessary to make measurements at a number of frequencies.

F4.2 Classification of typical testing conditions

Tables III and IV summarize the various testing conditions and the types of appliances for which they are suitable. The tables also give the meaning of the measurement, that is, the physical quantity which corresponds to the voltage U measured across the artificial mains network Z and also the precautions to be taken when making the measurement.

TABLE III

Method of connection	Types of apparatus				Quantity measured	Details of the measurement
	Examples	Essential characteristics				
		Earthing	Radiation	Filtering		
 Ordinary cable C_1  Ordinary cable $R = Z$	Motors	Without	Weak	Moderate	Actual interference (reduced) solely due to injected current I_1	The interference depends on C_1 It is necessary to state accurately the position of the appliance with regard to earth or to quote the value of C_1
	Electro-domestic appliances			Very good	Actual interference solely due to radiation current I_2	
	Ozonizers				Total overall interference resulting from the superposition of the two preceding effects ($I_1 + I_2$)	
	Medical apparatus					
	Arc-welding			Strong	Moderate	
	Television receivers (time-base)					These two effects (I_1 and I_2) may be in phase opposition at certain frequencies
		With		Very good	Actual interference produced with an earth connection of usual length	The position of the appliance with regard to earth should be specified in order that $RC_1 \omega \ll 1$

TABEAU IV

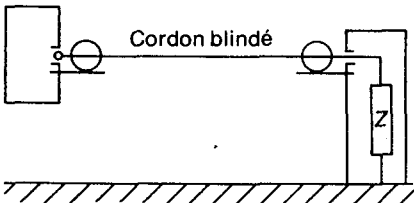
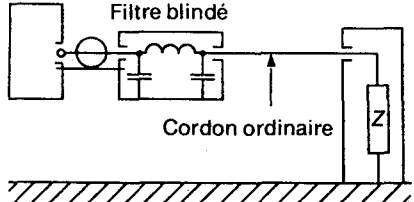
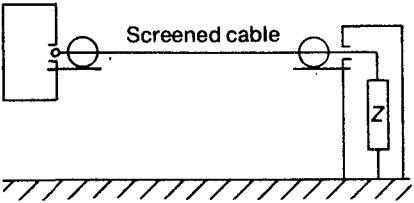
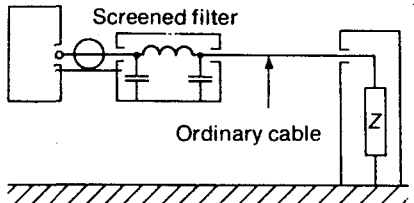
Mode de connexion	Cas d'utilisation	Grandeur mesurée	Exemples d'applications	Particularité de la mesure
	Appareils non rayonnants avec borne de terre	Perturbation réelle maximale, puisque C_1 est en court-circuit	Tous moteurs avec borne de terre	
	Appareils rayonnants dont on veut mesurer la part de perturbation imputable à l'injection seule	Efficacité du filtre	Récepteur de télévision Appareils médicaux Ozoniseurs Soudesuses à arc	
		Perturbation réelle d'un type d'appareil qui, en service normal, doit être entouré d'un bon blindage	Transformateur d'allumeur de chaudière à mazout Organe d'un ensemble blindé, essayé isolément	
	Appareils mal filtrés dont on veut mesurer la part de perturbation imputable au rayonnement seul	Efficacité de blindage	Récepteurs de télévision Appareils industriels à haute fréquence	Spécifier la position de l'appareil par rapport à la masse pour que: $ZC_1 \omega \ll 1$
		Perturbation réelle d'un type d'appareil, qui, en service normal, doit être muni d'un bon filtre	Luminaire de tube fluorescent	

TABLE IV

Method of connection	Type of apparatus	Quantity measured	Examples	Details of the measurement
	Non-radiating appliances provided with an earth terminal	Maximum actual interference as C_1 is short-circuited	All motors provided with an earth terminal	
	Radiating appliances when it is desired to measure only the interference caused by currents fed to mains	Check on the efficacy of the filter	Television receivers Medical apparatus Ozonizers Arc-welding	
		Actual interference caused by an appliance which, in normal use, must be carefully screened	Transformer for the ignition system of oil burners Parts of a screened assembly separately tested	
	Poorly filtered appliances when it is desired to measure only the interference caused by radiation	Check on the efficacy of the screening	Television receivers High frequency industrial apparatus	The position of the appliance with regard to earth should be specified in order $ZC_1 \omega \ll 1$
		Actual interference caused by an appliance which, in normal use, must be provided with a good filter	Fluorescent lighting	

ANNEXE G

EXEMPLE D'UN DISPOSITIF CONFORME A LA SPÉCIFICATION DU PARAGRAPHE 11.2 ET DÉTAILS RELATIFS À SON APPLICATION À LA MESURE DES PERTURBATIONS DUES AUX APPAREILS ALIMENTÉS PAR LE RÉSEAU

Pour l'historique de cette méthode de mesure du pouvoir perturbateur des appareils électro-domestiques et similaires en ondes métriques, voir l'annexe S.

Le principe de la méthode est illustré par la partie supérieure de la figure 36, page 209. Le cordon d'alimentation B du perturbateur A va directement de l'appareil perturbateur à la prise du réseau d'alimentation. C est un transformateur de courant entourant le cordon du réseau; il donne à sa sortie une tension proportionnelle à la somme vectorielle des courants circulant dans les conducteurs du cordon d'alimentation. D et E sont des tubes de ferrite ou des séries de bagues de ce matériau entourant respectivement le cordon d'alimentation et le cordon blindé de l'appareil de mesure. Un dispositif de mesure couvrant la gamme de fréquences de 40 MHz à 300 MHz a été réalisé en utilisant 56 bagues de ferrite en D et 60 bagues identiques en E comme illustré à la partie inférieure de la figure 36. De même, le transformateur de courant C est constitué par trois de ces bagues entourées par une spire de fil blindé. Le transformateur C et les bagues absorbantes D sont montés rigidement à la suite l'un de l'autre dans un support commun de manière à pouvoir glisser ensemble le long du cordon. Les bagues D et E servent à charger les conducteurs qui les traversent et à atténuer les courants qui circulent le long de ces derniers.

Notes 1. – Si l'isolation h.f. entre le réseau d'alimentation et l'entrée du dispositif de mesure est insuffisante du côté du perturbateur à mesurer, on placera un dispositif absorbant fixe F sur le cordon d'amenée du courant à environ 4 m du perturbateur. Ce dispositif stabilisera l'impédance de charge et réduira les perturbations provenant du réseau.

2. – Lorsque la fiche du cordon du perturbateur empêche de placer le dispositif de mesure au premier maximum, on peut prolonger le cordon par le connecteur G et effectuer la mesure à l'emplacement du second maximum. Il faut alors majorer la lecture d'environ 1 dB (voir la figure 37, page 210, courbe B).
3. – La portion rectiligne du cordon d'alimentation et de sa prolongation éventuelle doit avoir une longueur d'environ $\lambda_{\max} + 60$ cm pour que l'on puisse toujours placer le dispositif à une position de maximum ($\lambda_{\max}$ est la longueur d'onde correspondant à la plus basse fréquence à laquelle sont effectuées les mesures).
4. – Quand le dispositif de mesure doit être étalonné, il est mis en place comme indiqué au paragraphe 11.2, sauf que l'on remplace le cordon d'alimentation par un conducteur souple isolé de 1 mm² à 2 mm² de section utile. Au lieu d'aboutir au perturbateur, ce fil est relié à la douille centrale d'une prise coaxiale traversant la paroi d'une cabine blindée. Un générateur ayant une impédance de sortie de 50 Ω est relié à l'autre extrémité du connecteur par l'intermédiaire d'un atténuateur de 50 Ω avec une atténuation d'au moins 10 dB (voir la figure 37).

Le dispositif de mesure est ensuite placé de manière à obtenir l'indication maximale. On trace la courbe d'étalonnage en fonction de la puissance disponible à la sortie de l'atténuateur auxiliaire.

5. – *Méthode utilisée pour établir la courbe d'étalonnage de la figure 37*

L'étalonnage décrit à la note 4 peut être compris comme la mesure de l'affaiblissement d'insertion d'un quadripôle dont l'entrée est la prise coaxiale traversant la paroi de la cabine blindée et la sortie l'extrémité du câble reliant la pince absorbante à l'entrée du récepteur de mesure.

(Par mesure de précaution pour éviter les effets d'une mauvaise adaptation, un atténuateur de 10 dB a été placé à l'entrée de la douille coaxiale.) Le commutateur S étant dans la position de la figure 37, on injecte un signal et on note l'indication de l'appareil de mesure. Quand le dispositif absorbant est ajusté de manière qu'on obtienne un maximum, on note le réglage A_1 de l'atténuateur de sortie du générateur. On commute le générateur directement sur le récepteur et l'on règle son atténuateur de sortie sur la position A_2 nécessaire pour retrouver la lecture de référence.

L'atténuation reportée dans la figure 37 est donnée par:

$$(A_1 - A_2 - 10) \text{ dB (courbe A, relative au premier maximum).}$$

APPENDIX G

EXAMPLE OF A DEVICE AND ITS APPLICATION FOR THE MEASUREMENT OF INTERFERENCE FROM MAINS POWERED APPLIANCES AS SPECIFIED IN SUB-CLAUSE 11.2

For the historical background to this method of measurement of the interference power produced by electrical household and similar appliances in the v.h.f. range, a reference is given in Appendix S.

The general method is shown in the upper part of Figure 36, page 209. The mains lead B is connected directly from the appliance under test A to the mains supply. C is a current transformer or current probe placed around the mains lead which provides an output voltage proportional to the resultant current in the lead. D and E are ferrite tubes or series of ferrite rings which respectively surround the mains lead and the screened lead to the measuring apparatus. A satisfactory device covering the frequency range 40 MHz to 300 MHz has been constructed using 56 rings of ferrite for D and 60 similar rings for E, as shown in the lower part of Figure 36. Also, the current transformer C is made of three such rings encircled by a single turn of screened wire. C and D are mounted in fixed relative position as close together as convenient, in such a way that they can be moved together along the mains lead. Both D and E serve to load their respective cables and to attenuate currents flowing along them.

- Notes 1.* – If the h.f. isolation between mains supply and the input of the measuring device on the side of the appliance appears to be insufficient, a fixed ferrite absorber F should be placed along the mains lead at a distance of about 4 m from the appliance. This improves the stability of the loading impedance and reduces extraneous noise coming from the mains supply.
2. – When the plug of the measured appliance makes it impossible to position the measuring device at the first maximum, the second maximum may be used, the lead being extended via connector G. The reading should be increased by about 1 dB (see Figure 37, page 210, curve B).
3. – The straight portion of the mains lead should be about $\frac{\lambda_{\max}}{2} + 60$ cm in order to allow at any time the positioning of the measuring device ($\lambda_{\max}$ is the wavelength corresponding to the lowest frequency at which measurements are to be made).
4. – When calibrating the measuring device, it is assembled as described in Sub-clause 11.2, except that the mains lead is replaced by an insulated wire of about 1 mm² to 2 mm² effective cross-section, and the end normally connected to the appliance is connected instead to the centre pin of a connector arranged to feed through the wall of a screened enclosure. A generator with 50 Ω output impedance is connected to the other end of the connector through a 50 Ω attenuator having an attenuation of at least 10 dB (see Figure 37).

The measuring device is then positioned for maximum indication. From the generator output indication and attenuator setting, a calibration curve can be drawn in terms of the available power at the output of the attenuating pad.

5. – *Method used to establish the calibration curve shown in Figure 37*

The calibration described in Note 4 may be assumed to be a measurement of the insertion loss of a quadripole. The input of the two-port is effectively at the coaxial terminal in the wall of the screened room and the output is at the input of the measuring receiver.

(As a precaution, to avoid possible spurious effects of mismatch in the cable, a 10 dB attenuator is inserted before the coaxial connector.) When the switch S is in the position shown in Figure 37, a signal is injected and the measuring apparatus indication is noted. When the absorbing device is adjusted for maximum response, the attenuation position A_1 of the generator is noted. The generator is then connected directly to the measuring apparatus and the attenuator is adjusted to A_2 to give the same reference reading.

The insertion loss shown in Figure 37 is given by

$$(A_1 - A_2 - 10) \text{ dB (Curve A, first maximum).}$$

On peut montrer aisément que si le générateur et le récepteur ont une résistance interne de $50\ \Omega$ et que l'atténuation d'insertion du dispositif de mesure (après l'atténuateur de 10 dB) est de 17 dB, l'indication du récepteur exprimée en dB(μ V) a la même valeur numérique que la puissance disponible du générateur servant à l'étalonnage exprimée en dB(pW). C'est la raison pour laquelle la figure 37, page 210, comporte une échelle dite de «correction». Elle indique combien de dB il faut ajouter à la lecture en dB(μ V) du récepteur pour obtenir le nombre de dB(pW) correspondant à la puissance à mesurer.

STANDARDS ISO.COM: Click to view the full PDF of CISPR 16:1977
Withdrawn

It can be shown that if the generator and measuring apparatus have internal resistances of $50\ \Omega$ respectively, and if the insertion loss of the measuring device (after the 10 dB attenuator) is 17 dB, the indication on the measuring apparatus expressed in dB(μ V) has the same numerical value as the available power expressed in dB(pW) at the output of the signal generator. This is the reason for the correction scale shown in Figure 37, page 210. The correction scale gives the factor in dB to be added to the indication of the measuring apparatus in dB(μ V) to convert in power dB(pW).

Withdawn
STANDARDSISO.COM: Click to view the full PDF of CISPR 16:1977

ANNEXE H

MESURE DE CHAMP À HAUTE FRÉQUENCE

Si la puissance rayonnée est P , l'intensité E du champ produit en espace libre par un système rayonnant isotrope est donnée par:

$$E = \sqrt{\frac{Z_o}{4\pi}} \cdot \sqrt{P} \cdot \frac{1}{d}$$

où:

Z_o = impédance de l'espace libre, et

d = distance entre le point de mesure et le système rayonnant

Avec $Z_o = 120 \pi \Omega$, il en résulte:

$$E = \sqrt{30 P} \cdot \frac{1}{d}$$

Si le système rayonnant isotrope est remplacé par une antenne ayant un gain G , le champ en espace libre est donné par:

$$E = \sqrt{30 P G} \cdot \frac{1}{d}$$

Pour un doublet en $\lambda/2$, G prend la valeur 1,64. Il en résulte:

$$E_{\text{doublet en } \lambda/2} = 7 \sqrt{P} \cdot \frac{1}{d}$$

Par suite de la réflexion sur le sol, l'antenne de mesure se trouve dans un champ résultant de la combinaison des rayons directs et réfléchis. Comme la longueur de parcours est différente pour les deux rayons, il existe entre eux une différence de phase.

Dans le cas d'une polarisation horizontale ayant:

$$(h_s + h_E)^2 / d^2 \ll 1$$

et où:

h_s = hauteur du système rayonnant au-dessus du sol, et

h_E = hauteur du point où l'on considère le champ résultant; on peut donner à ce dernier la valeur maximale suivante:

$$E = \left(7 \sqrt{\frac{P}{d}} \right) 2 \sin (2 \pi h_s h_E / \lambda d).$$

APPENDIX H

FIELD MEASUREMENT AT HIGH FREQUENCIES

If the power radiated is P , the field strength E produced by an isotropic radiating system in free space is given by:

$$E = \sqrt{\frac{Z_o}{4\pi}} \cdot \sqrt{P} \cdot \frac{1}{d}$$

where:

Z_o = impedance of free space, and

d = distance between the measuring point and the radiating system

With $Z_o = 120 \pi \Omega$, the following results:

$$E = \sqrt{30 P} \cdot \frac{1}{d}$$

If the isotropic radiating system is replaced by an aerial having a gain G , the field strength in free space is given by:

$$E = \sqrt{30 P G} \cdot \frac{1}{d}$$

For the $\lambda/2$ dipole, G assumes the value 1.64. Hence:

$$E_{\lambda/2 \text{ dipole}} = 1.7 \sqrt{P} \cdot \frac{1}{d}$$

Because of reflection from the ground, the measuring aerial will be in the combined field due to the direct and reflected rays. Since the path length will be different, there will be a phase shift between the two rays.

With horizontal polarization having

$$(h_s + h_E)^2 / d^2 \ll 1$$

where:

h_s = height of the radiating system above the ground, and

h_E = height of the point where the resultant field strength is considered, this resultant field strength can assume the following maximum value:

$$E = \left(1.7 \sqrt{\frac{P}{d}} \right) 2 \sin (2 \pi h_s h_E / \lambda d).$$

Le maximum de champ se produit lorsque:

$$\sin (2 \pi h_s h_E / \lambda d) = 1$$

soit:

$$h_s h_E / \lambda d = \frac{1}{4}, \frac{3}{4}, \frac{5}{4} \dots$$

Dès lors, pour les distances pour lesquelles la valeur de $h_s h_E / \lambda d \ll \frac{1}{4}$, le sinus peut être remplacé par son argument:

$$E = 7 \sqrt{P} \cdot \frac{1}{d} (4 \pi h_s h_E / \lambda d)$$

et aucun maximum ne se manifeste.

Cependant, compte tenu de la distance de mesure choisie, le cas $\sin \alpha = 1$ où $\alpha = 2 \pi h_s h_E / \lambda d$ peut se rencontrer dans la gamme de fréquences de 300 MHz à 1 000 MHz. En admettant que ce cas se produise pour une fréquence f_{gr} , le sinus décroît pour les fréquences supérieures à cette valeur et s'annule pour la fréquence $f = 2 f_{gr}$.

Pour éviter les erreurs résultant de cet effet, la hauteur h_E doit être réglée de façon à obtenir le maximum correspondant à $\sin \alpha = 1$. Pour réaliser cette condition, il faut faire varier la hauteur dans un rapport de 3 à 1 dans le cas le plus défavorable.

Par exemple, si $h_s = 1$ m, $h_E = 3$ m et $d = 10$ m, la valeur de $h_s h_E / \lambda d$ dépasse déjà $\frac{1}{4}$ à 300 MHz. Ainsi, la valeur f_{gr} est déjà dépassée.

En général, on peut admettre que, pour les fréquences supérieures à 300 MHz à des distances de mesure de 30 m ou plus, la hauteur de l'antenne de mesure n'a pas besoin d'être changée. Par contre, pour les distances de 10 m et 3 m, la variation avec h_E est déjà très sensible aux fréquences de quelques centaines de mégahertz.

Pour vérifier l'appareil de mesure, on peut utiliser un doublet horizontal en $\lambda/2$, alimenté par un générateur de signal et substitué à l'appareil à essayer. L'intensité du champ produit peut être calculée à l'aide de la formule pour la fréquence utilisée et en désignant par P la puissance fournie au doublet. De cette façon, on peut, par substitution, déterminer la puissance perturbatrice rayonnée par l'appareil en essai.

Note. – Les calculs de cette annexe représentent une première approximation pour les essais à une distance de 30 m. Pour des distances plus courtes, l'hypothèse selon laquelle $(h_s + h_E)^2 / d^2 \ll 1$ n'est plus applicable.

Maximum field strength will occur when:

$$\sin (2 \pi h_s h_E / \lambda d) = 1$$

$$h_s h_E / \lambda d = \frac{1}{4}, \frac{3}{4}, \frac{5}{4} \dots$$

Thus, for distances for which the value of $h_s h_E / \lambda d \ll \frac{1}{4}$ the sine may be replaced by the argument:

$$E = 7 \sqrt{P} \cdot \frac{1}{d} (4 \pi h_s h_E / \lambda d)$$

and no maximum will occur.

However, depending on the measuring distance chosen, the case $\sin \alpha = 1$ where $\alpha = 2 \pi h_s h_E / \lambda d$ may occur within the frequency range 300 MHz to 1 000 MHz. Should this occur at a frequency f_{gr} the sine will decrease for frequencies above this value and become zero for the frequency $f = 2f_{gr}$.

In order to avoid errors due to this effect, the height h_E must be varied until the maximum, corresponding to $\sin \alpha = 1$, is obtained. To do this, the height must be varied over a range of 3 to 1 for the most unfavourable case.

For example, if $h_s = 1$ m, $h_E = 3$ m and $d = 10$ m, the value of $h_s h_E / \lambda d$ already exceeds $\frac{1}{4}$ at 300 MHz. Thus f_{gr} has already been exceeded.

In general, it may be assumed that for frequencies above 300 MHz at measuring distances of 30 m or more, the height of the measuring aerial need not be changed. However, for distances of 10 m and 3 m, the variation with h_E is already very noticeable at frequencies of a few hundred megahertz.

In order to check the disposition of the measuring apparatus, a horizontal $\lambda/2$ dipole fed from a signal generator may be used in place of the apparatus being tested. The field strength generated may be calculated from the frequency formula if P is the power fed into the dipole. In this manner, it may be possible, by substitution, to determine the noise power radiated by the apparatus under test.

Note. – The calculations in this appendix represent a first approximation for tests at a distance of 30 m. At shorter distances, the assumption that $(h_s + h_E)^2 / d^2 \ll 1$ no longer applies.

ANNEXE I

PROPAGATION DES PERTURBATIONS PRODUITES PAR LES APPAREILS INDUSTRIELS À FRÉQUENCE RADIOÉLECTRIQUE AUX FRÉQUENCES COMPRISES ENTRE 30 MHz ET 300 MHz

- 1) Pour un appareil industriel à haute fréquence situé sur le sol ou au voisinage du niveau du sol, l'affaiblissement du champ en fonction de la distance à la source, à des hauteurs au-dessus du sol comprises entre 1 m et 4 m, dépend du sol et de la nature du terrain. Un exemple de propagation du champ électrique au-dessus d'un sol plan, de 1 m à 10 km de la source, est décrit sous [1].

Bien que la nature du sol, et des obstacles situés sur le sol, fasse que l'affaiblissement réel des ondes électromagnétiques augmente avec la fréquence, on a pu retenir un coefficient d'affaiblissement moyen pour la gamme de fréquences 30 MHz à 300 MHz.

A mesure que les irrégularités et l'encombrement du terrain augmentent, le champ électromagnétique diminue par suite de l'occultation, de l'absorption (y compris l'affaiblissement apporté par les bâtiments et la végétation), de la dispersion, de la divergence et de la déconcentration des ondes diffractées [2]. L'affaiblissement ne peut alors être décrit qu'en termes statistiques. Pour des distances de la source supérieure à 30 m, le champ médian probable, mesuré à une hauteur donnée au-dessus du sol, varie comme $1/D^n$ où D est la distance de la source, et n un exposant qui varie d'environ 1,3 pour des zones rurales bien dégagées, à environ 2,8 pour des zones urbaines à forte densité de constructions. Il semble résulter des différentes mesures faites sur diverses sortes de terrains que, pour des estimations approximatives, une valeur moyenne de $n = 2,2$ puisse être utilisée. Les valeurs mesurées présentent de grands écarts par rapport aux valeurs déduites de la loi de variation de champ moyen en fonction de la distance, avec des écarts types pouvant aller jusqu'à 10 dB dans une distribution approximativement log-normale. La polarisation du champ ne peut être prévue. Ces résultats concordent avec les mesures faites dans plusieurs pays.

- 2) L'effet d'écran des immeubles sur le rayonnement est quantitativement très variable; il dépend des matériaux de construction, de l'épaisseur des murs et du nombre et de la dimension des fenêtres. Pour des murs pleins, sans fenêtres, l'affaiblissement dépend de leur épaisseur par rapport à la longueur d'onde du rayonnement et l'on peut s'attendre à un accroissement de l'affaiblissement lorsque la fréquence augmente.

Cependant, on considère généralement qu'il serait imprudent d'espérer que les constructions apportent une protection supérieure à 10 dB.

Bibliographie

- [1] A. A. Smith, Jr., Electric field propagation in the proximal region. I.E.E.E. Transactions on electromagnetic compatibility, novembre 1969, pp. 151-163.
- [2] Rapport 239-1 du C.C.I.R.
- [3] E. Paolini, Attenuation measurements of m.f., h.f. and v.h.f. waves over ground surfaces. Transactions on electromagnetic compatibility, septembre 1968, pp. 307-312.

APPENDIX I

PROPAGATION OF INTERFERENCE FROM INDUSTRIAL RADIO-FREQUENCY EQUIPMENT AT FREQUENCIES BETWEEN 30 MHz AND 300 MHz

- 1) For industrial radio-frequency equipment which is situated on or near ground-level, the attenuation of the field with distance from source, at heights of between 1 m and 4 m above ground, depends on the soil and on the nature of the terrain. A model for electric field propagation above plane-earth in the region from 1 m to 10 km from the source is described in [1].

Although, the influence of the nature of the ground, and of obstacles on it, on the actual attenuation of the electromagnetic wave increases with frequency, an average attenuation coefficient can be taken for the frequency range 30 MHz to 300 MHz.

As ground irregularity and clutter increase, the electromagnetic fields will be reduced because of shadowing, absorption (including attenuation caused by buildings and vegetation), scattering, divergence and defocusing of the diffracted waves [2]. The attenuation can then only be described on a statistical basis. For distances from the source greater than 30 m, the expected or median field strength at a defined height varies as $1/D^n$ where D is the distance from the source, and n varies from about 1.3 for open country areas to about 2.8 for heavily built-up urban areas. It seems from the different measurements for all sorts of terrain that an average value of $n = 2.2$ can be used for approximate estimations. Large deviations of measured values of field strengths from those predicted from the average field strength/distance law occur, with standard deviations of up to about 10 dB in an approximately log-normal distribution. The polarization of the fields cannot be predicted. These results are in agreement with measurements in a number of countries.

- 2) The screening effect of buildings on the radiation is a very variable quantity, depending on the material of the buildings, the wall thicknesses and the amount of window space. For solid walls, without windows, the attenuation depends on their thickness relative to the wavelength of the radiation and an increase to attenuation with frequency may be expected.

Generally, however, it is considered unwise to expect buildings to give protection of much more than 10 dB.

Bibliography

- [1] A. A. Smith, Jr., Electric field propagation in the proximal region. I.E.E.E. Transactions on electromagnetic compatibility, November 1969, pp. 151-163.
- [2] C.C.I.R. Report 239-1
- [3] E. Paolini, Attenuation measurements of m.f., h.f. and v.h.f. waves over ground surfaces. I.E.E.E. Transactions on electromagnetic compatibility, September 1968, pp. 307-312.

ANNEXE J

PERTURBATIONS PRODUITES PAR LES LIGNES À HAUTE TENSION

J1. Caractéristiques des perturbations

J1.1 Les diverses questions relatives aux lignes à haute tension ne peuvent pas être considérées comme closes et de nombreux points restent encore à élucider. Toutefois, de très gros progrès ont été réalisés dans la connaissance des phénomènes, et les idées sont assez claires maintenant en ce qui concerne la nature des perturbations ainsi que sur certaines précautions à prendre pour réduire les perturbations.

Les perturbations peuvent se classer grossièrement en deux grands groupes:

- 1) Les perturbations dues aux mauvais contacts.
- 2) Les perturbations dues à l'effet couronne.

J2. Perturbations dues aux mauvais contacts

Ces perturbations correspondent à des fréquences très élevées et perturbent essentiellement les réceptions de télévision. Elles apparaissent surtout sur les lignes de tension inférieure à 100 kV et présentent la caractéristique de diminuer fortement par temps de pluie et d'augmenter avec le beau temps et le vent.

L'origine de ces mauvais contacts est souvent accidentelle (isolateurs cassés, ligature desserrée, etc.). Il suffit alors de réparer le défaut pour faire disparaître la perturbation.

Mais ces mauvais contacts peuvent avoir un caractère systématique et provenir d'un procédé de construction défectueux, par exemple isolateurs rigides mal conçus, isolateurs suspendus avec portance insuffisante, etc. Dans ce cas, il est parfois possible par des méthodes simples d'atténuer les perturbations sur des lignes existantes, mais en ce qui concerne les lignes nouvelles on connaît maintenant les précautions à prendre pour que ce type de perturbation ne se produise pas. A titre d'exemple, on peut citer quelques-unes de ces précautions:

Les isolateurs rigides sont en général fortement perturbateurs*. Leur remplacement par des isolateurs suspendus résout en général le problème. Si l'on veut employer des isolateurs rigides, il faut prendre de grandes précautions: exécution très soignée des ligatures, emploi éventuel de tresses de shuntage ou de capots métalliques, ou d'emails conducteurs, emploi de ciments conducteurs pour le scellement, etc. Il faut signaler que les peintures conductrices n'ont pas donné de résultats durables.

Parfois les isolateurs suspendus peuvent produire de telles perturbations par des mauvais contacts dans les articulations. Le remède peut consister à shunter les articulations par une tresse métallique. Certaines perturbations de cette nature sont apparues dans les lignes à haute tension à conducteurs en faisceau; elles sont dues aux entretoises. Une bonne construction technologique de ces entretoises permet de supprimer cette source de perturbations.

* Il faut noter que certains isolateurs rigides peuvent produire aussi des perturbations ayant le caractère de l'effet couronne et provenant d'un gradient de potentiel élevé dans la mince couche d'air située entre l'isolateur et son support métallique.

APPENDIX J

INTERFERENCE FROM POWER LINES

J1. Interference characteristics

- J1.1 The various questions regarding interference from power lines cannot be considered as solved and many points remain unclarified. Important progress has, however, been made in the knowledge of the phenomena, and much has been learned about the nature of interference as well as certain precautions to be taken in order to reduce it.

Interference may roughly be divided in two main types:

- 1) Interference caused by bad contacts.
- 2) Interference caused by the corona-effect.

J2. Interference caused by bad contacts

Such interference generates very high frequencies and mainly affects television reception. It occurs mostly on lines of less than 100 kV and is characterized by a decrease in rain and an increase during dry periods and with wind.

The cause of the bad contacts is frequently accidental (broken insulator, loose binding, etc.). It is only necessary to repair the defect in order to eliminate the interference.

Bad contacts may have a systematic character associated with undesirable types of construction, e.g. badly designed rigid insulators, suspension insulators with insufficient mechanical load, etc. In such cases, it is sometimes possible to reduce the interference from existing lines by simple methods, and with new lines the precautions to be taken in order to prevent this type of interference are now known. By way of example, some of these precautions are mentioned below:

Rigid insulators are a common source of interference*. Replacement by suspension insulators generally solves the problem. If, however, rigid insulators are to be used, suitable precautions should be taken: bindings must be very carefully made: insulators with metallic caps or conducting glaze may be used, as well as conducting cement for fixing the pins. It should be noted that conducting paints are not sufficiently durable for this purpose.

Suspension insulators may sometimes also cause similar interference where bad contacts arise between the metal fittings of the units. Flexible shunting connections may improve matters. Interference of the same nature has been experienced in high-voltage lines with bundled conductors. This is caused by the spacers. Appropriate design of the spacers will eliminate this source of interference.

* Pin insulators can also produce interference similar to that of corona on conductors if the voltage gradient in thin air layers between the insulating material and metal parts (conductors, tie wires or pin) is sufficiently high.

J3. Perturbations dues à l'effet de couronne

Ces perturbations correspondent à un spectre assez bas, ne dépassant pas quelques mégahertz, et perturbent donc essentiellement les réceptions de radiodiffusion en ondes kilométriques et hectométriques. Elles apparaissent uniquement sur les lignes dont la tension est supérieure à 100 kV et présentent la caractéristique d'augmenter sensiblement par temps de pluie.

L'origine de ces perturbations est due à l'ionisation de l'air sous l'effet du gradient superficiel des conducteurs et elles correspondent à des pertes d'énergie non négligeables. Les exploitants des lignes d'énergie ont donc intérêt à diminuer le plus possible les pertes de cette nature (d'où par exemple la construction de lignes en faisceau pour les très hautes tensions).

En fait, si l'on considère les lignes à haute tension modernes, construites selon les règles de l'art, on constate que leur niveau perturbateur est relativement faible.

Par contre ce champ perturbateur, essentiellement variable car il dépend beaucoup des conditions atmosphériques, peut être considérablement augmenté par des causes accessoires telles que l'état de surface des conducteurs ou la mauvaise conception de certaines parties de l'appareillage.

A cet égard, on peut à titre d'exemple faire les recommandations suivantes:

- en ce qui concerne l'état de surface du conducteur, prendre de grandes précautions lors du tirage des conducteurs afin de ne pas blesser la surface des câbles;
- par ailleurs, éviter à la construction les excès de graisse dans les câbles pour éviter des suintements ultérieurs pouvant former des gouttelettes génératrices de perturbations;
- en ce qui concerne l'appareillage, la présence d'accessoires d'équipotentialité convenables sur les longues chaînes d'isolateurs est nécessaire;
- tout ce qui forme une pointe doit être éliminé. En particulier, les cornes d'amorçage doivent être remplacées par des raquettes. Enfin, il faut porter une grande attention à tous les accessoires tels que vis, goupilles, saillies, pièces de fixation qui peuvent se comporter comme des générateurs d'aigrettes.

J4. Conclusion

En conclusion, on peut souligner que dans le cas de lignes nouvelles, construites selon les règles de l'art, les plaintes d'auditeurs de radiodiffusion ou de téléspectateurs ne proviennent que rarement de perturbations dues à l'effet couronne des conducteurs. Ces plaintes sont motivées surtout par des défauts apparaissant dans l'appareillage des lignes à moyenne ou haute tension, défauts contre lesquels les remèdes sont maintenant bien connus et très généralement efficaces.

Il reste cependant très utile de continuer à parfaire nos connaissances et spécialement à collecter toutes les informations statistiques disponibles qui nous permettront de mieux reconnaître parmi tous les phénomènes aléatoires qui entrent en jeu, ceux sur lesquels nous pouvons avoir une influence.

Enfin, les travaux sur les liaisons à courant continu ne font que commencer et font apparaître que ces liaisons, au moins pour ce qui est des lignes, sont bien moins perturbatrices que les lignes à courant alternatif équivalentes.

J3. Interference caused by corona-effect

The frequency spectrum of this interference does not extend beyond several megahertz and, consequently, it is mainly long and medium wave broadcasting which is affected. This kind of interference appears only on lines of more than 100 kV and is characterized by an increase in wet weather.

The origin of the interference is the ionization of the air by the electric field gradient at the surface of the conductors. This also gives rise to power losses, and there is thus an incentive to reduce such losses as far as possible, e.g. by using bundled conductors for very-high-voltage lines.

In fact, if modern high-voltage lines designed according to the best practice are considered, it is noteworthy that their noise level is relatively low.

On the other hand, the interfering field varies with atmospheric conditions, and may be considerably increased by subsidiary causes such as the state of the surface of the conductors or the unsuitable design of certain components and fittings.

In connection with these points, the following recommendations are given as examples:

- great care should be taken during the construction of the line in order to prevent any damage to the surface of the conductors;
- excess of grease on the conductors should be avoided, because this may in service form small drops on the surface which will generate corona and interference;
- as regards the line equipment, insulator fittings to improve the potential distribution along long chains of insulators are necessary;
- fittings with sharp points should not be used. In particular, arcing horns should be replaced by corona rings. Great care should be given to accessories such as screws, split pins, or clamps which may behave as discharge generators.

J4. Conclusion

In conclusion, in the case of new lines built to the best standards, it is emphasized that complaints from radio listeners or television viewers are seldom caused by disturbances from corona on conductors. They are mainly due to defects in medium- or high-voltage lines, defects which are nowadays well understood and curable.

It remains, however, very useful to pursue the studies in order to improve knowledge and to collect all available statistical information. This will enable identification to be made, from all the random processes involved, of those in which useful action can be taken.

Finally, it should be remembered that work on direct-current lines is only beginning. It is already clear, however, that d.c. operation, at least for the lines, causes less interference than equivalent a.c. operation.

J5. Principes généraux à observer lors de toute mesure concernant les perturbations produites par les lignes à haute tension

J5.1 Mesures statistiques effectuées sur des lignes en service

Ces mesures peuvent comporter soit des enregistrements continus, soit des mesures instantanées mais dont la répétition fréquente couvre de longues périodes. Les valeurs moyennes et les variations du champ ainsi mesurées seront caractéristiques du type de ligne étudié et de sa situation géographique. Il semble illusoire de vouloir enregistrer tous les paramètres agissant sur le champ afin de chercher des corrélations car, d'une part, ces enregistrements sont techniquement très difficiles à effectuer d'une façon sûre et, d'autre part, il n'est pas certain qu'on puisse tenir compte de la totalité des paramètres. Il faut également penser au fait que les conditions atmosphériques peuvent ne pas être les mêmes tout le long de la ligne.

Il semble que le champ perturbateur dû à l'effet de couronne sous une pluie forte et régulière est remarquablement stable et reproductible. Il peut, de ce fait, être considéré comme un niveau caractéristique d'une ligne et peut être prédéterminé par le calcul. Il constitue, en outre, le niveau maximal du champ perturbateur et fixe la limite supérieure de la distribution statistique.

La connaissance de la distribution des champs par d'autres conditions de temps reste nécessaire pour établir la valeur la plus probable et la dispersion des niveaux.

On donnera, pour toutes ces mesures, le maximum de renseignements sur les circonstances dans lesquelles elles sont effectuées, et on s'inspirera, pour cela, de la liste d'informations complémentaires figurant dans le paragraphe 21.3.4.

Il est recommandé, pour ce genre de mesures, de relever les profils latéraux et longitudinaux et les spectres de fréquences qui peuvent faire apparaître les irrégularités du champ.

J5.2 Mesures effectuées en laboratoire

Ces mesures seront généralement des mesures instantanées avec des paramètres bien connus dans chaque cas.

J5.3 Mesures effectuées sur ligne expérimentale

On entend par ligne expérimentale une ligne réelle, de courte longueur, installée à l'extérieur et séparée du réseau d'exploitation, de façon à être maître des paramètres mécaniques et électriques. La ligne ne doit pas être trop longue afin que les conditions météorologiques soient les mêmes sur toute la ligne. Il semble que la longueur doive être comprise entre quelques centaines de mètres et quelques kilomètres.

Sur de telles lignes, un certain nombre de paramètres peuvent être déterminés (tension par exemple). Par ailleurs, il est beaucoup plus facile de mesurer certains paramètres atmosphériques d'une façon continue que sur une longue ligne en service. Dans ces conditions, il doit être possible d'effectuer des enregistrements du champ en même temps que des enregistrements du plus grand nombre possible de paramètres. Des mesures instantanées complémentaires peuvent être également utiles, en particulier pour le relevé des profils latéraux et des spectres de fréquences.

J5. General principles to be observed in the measurement of interference from power lines

J5.1 Statistical measurements made on lines in service

These measurements may consist either of continuous recordings, or of frequently-repeated instantaneous measurements over long periods. The mean values and the variations of the field thus measured will be characteristic of the type of line studied and of its geographical location. It seems of little value to attempt to record all the parameters acting on the field in order to find correlations, since on the one hand these recordings are technically extremely difficult to carry out, and on the other hand it is not certain that the totality of the parameters can be considered. It must also be remembered that the atmospheric conditions may not be the same all along the line.

It seems that the level of interference due to corona on conductors under heavy and steady rainfall is remarkably stable and can be reproduced. In consequence, it may be considered as the characteristic level of the line and pre-determined by calculation. Moreover, it constitutes the maximum level of interference and is the upper limit of the statistical distribution.

It is necessary to know the distribution of field-strength values during other weather conditions in order to establish the most probable level and the dispersion of the levels.

For all these measurements, as much information as possible shall be given on the circumstances in which they were carried out, and this could be based on the list of additional information given in Sub-clause 21.3.4.

When making these measurements, it is recommended that the lateral and longitudinal profiles and the frequency spectrum should be taken as these may show the irregularities of the field strength.

J5.2 Measurements made in the laboratory

These should be instantaneous measurements, with well-known parameters in each case.

J5.3 Measurements made on experimental lines

By an experimental line is understood an actual line of short length, installed outside, not forming part of the operating mains network, so that mechanical and electrical data can be controlled. The line should not be too long, so that the meteorological conditions are the same over its whole length. The length should preferably be between a few hundred metres and several kilometres.

On such lines, a certain number of parameters may be clearly defined (voltage for example). In addition, it is much easier to measure continuously certain atmospheric parameters than on a long service line. Under these circumstances, it should be possible to carry out recordings of the field as well as recordings of the largest possible number of parameters. Instantaneous measurements may also be useful, in particular of the lateral profile and the frequency spectrum.

ANNEXE K

CALCUL DU GRADIENT DE POTENTIEL À LA SURFACE DE CONDUCTEURS DE LIGNES À HAUTE TENSION

Le gradient de potentiel E à la surface d'un conducteur d'une ligne à haute tension est généralement déterminé à partir de la capacité linéaire effective C_b du conducteur et de la tension de service U de la ligne. On l'exprime sous la forme:

$$E = k C_b U$$

Le coefficient k est fonction de la disposition et de la constitution des conducteurs (simple ou en faisceau). La capacité effective est déterminée par la hauteur des conducteurs au-dessus du sol, leur entredistance et leur configuration. Comme le festonnage de la ligne fait varier la hauteur par rapport au sol, on introduit dans les calculs une hauteur moyenne h généralement donnée par l'expression:

$$h = H - 0,7 f$$

où: h = moyenne de la hauteur du conducteur
 H = hauteur au droit d'un pylône
 f = flèche de la portée

Pour une ligne triphasée, il y aurait lieu de calculer la capacité effective pour chaque conducteur séparément. Dans le cas d'un conducteur en faisceau, il faut déterminer le rayon ρ_o du conducteur simple équivalent qui se calcule par la formule suivante:

$$\rho_o = \sqrt[n]{n \rho_r R^{(n-1)}}$$

où: n = nombre de conducteurs à la périphérie du faisceau
 ρ_r = rayon des conducteurs individuels
 R = rayon du cercle sur lequel sont situés les centres des conducteurs

La comparaison des valeurs mesurées et calculées pour la capacité effective a montré qu'il y aurait lieu d'accroître de 2% la valeur calculée afin de tenir compte de l'influence des pylônes.

Le gradient de potentiel d'un conducteur simple se déduit de la formule:

$$E = \frac{1,8 U_{ph} C_b}{\rho} \quad \text{kV (eff)/cm}$$

où: C_b = capacité effective par unité de longueur exprimée en picofarads par centimètre (pF/cm)
 ρ = rayon du conducteur en centimètres
 U_{ph} = tension entre conducteur et sol (tension étoilée) en kilovolts (kV)

Ce gradient de potentiel est constant sur tout le pourtour du conducteur. Il n'en va plus de même pour le conducteur individuel d'un faisceau. La valeur maximale, qui seule est à retenir dans le cas présent, peut être déduite de la formule:

$$E = \frac{1,8 U_{ph} C_b}{n \rho_r} \left(1 + \frac{2(n-1) \sin \frac{\pi}{n}}{s'} \right) \quad \text{kV (eff)/cm}$$

APPENDIX K

CALCULATION OF THE VOLTAGE GRADIENT AT THE SURFACE OF CONDUCTORS OF HIGH-VOLTAGE LINES

The voltage gradient E at the surface of the conductor of a high-voltage line is generally determined from the effective capacitance of the conductor C_b and the working voltage U of the line:

$$E = k C_b U$$

The coefficient k depends upon the arrangement and constitution of the conductors (single or bundled conductors) and the voltage must be known. The effective capacitance is determined by the height of the conductors above ground, the distance between conductors and their shape. As the height of the conductors above ground varies due to sagging, calculations are made using a mean height which is generally given by:

$$h = H - 0.7 f$$

where: h = mean of height of conductor
 H = height of conductor above ground, measured at the pylon
 f = maximum sag of the conductor

For a three-phase line, the effective capacitance should be calculated for each conductor separately. In the case of a bundled conductor, it is necessary to determine the radius of the equivalent single conductor. The capacitance of the bundled conductor will then be equal to the capacitance of the equivalent single conductor. The radius of the equivalent single conductor ρ_o is calculated as follows:

$$\rho_o = \sqrt[n]{n \rho_r R^{(n-1)}}$$

where: n = number of conductors in the bundle
 ρ_r = radius of the conductors
 R = radius of the circle on which the centres of the conductors are located

Comparison of the measured values and the calculated values of the effective capacitance has shown that the calculated value should be increased by about 2% in order to allow for the influence of the pylons.

The voltage gradient at the surface of a single conductor is calculated from the formula:

$$E = \frac{1.8 U_{ph} C_b}{\rho} \quad \text{kV (eff)/cm}$$

where: C_b = effective capacitance per unit length of conductor in picofarads per centimetre (pF/cm)
 ρ = radius of conductor in centimetres
 U_{ph} = voltage between conductor and ground (phase voltage) in kilovolts (kV)

This voltage gradient is the same at all points on the circumference of the conductor. The voltage gradient is not the same at all points on the circumference of the individual conductors in a bundled conductor but, since it is the maximum value with which we are concerned, this may be deduced from the formula:

$$E = \frac{1.8 U_{ph} C_b}{n \rho_r} \left(1 + \frac{2(n-1) \sin \frac{\pi}{n}}{s'} \right) \quad \text{kV (eff)/cm}$$

où: q_r U_{ph} ont les mêmes significations que ci-dessus, mais où de plus:

C_b = capacité effective par phase (conducteur simple équivalent)*

n = nombre de conducteurs à la périphérie du faisceau

s' = $\frac{s}{q_r}$ distance relative entre conducteurs du faisceau, c'est-à-dire rapport de la distance s entre centres des conducteurs au rayon q_r de ces dernières en centimètres

Dans l'établissement de ces formules, il n'a pas été tenu compte d'un défaut possible de régularité de la surface dû à l'application d'une couche protectrice. Pour les câbles ordinaires, un tel effet est négligeable.

Le gradient de potentiel qu'il y a lieu de mentionner lors des mesures de tensions ou de champs perturbateurs aux fréquences radioélectriques, effectuées par exemple sur une ligne triphasée, devrait être la valeur efficace correspondant au conducteur dont la sollicitation est la plus élevée.

* C_b peut être calculée comme suit:

$$V_1 = K_{11} q_1 + \dots + K_{1n} q_n$$

$$V_n = K_{n1} q_1 + \dots + K_{nn} q_n$$

V_n = potentiel du conducteur équivalent n° n

q_n = charge par mètre du conducteur équivalent n° n

$$K_{ij} = \frac{1}{2\pi\epsilon_0} \ln \frac{A_{ij}}{\rho_0} \quad i = j$$

$$K_{ij} = \frac{1}{2\pi\epsilon_0} \ln \frac{A_{ij}}{a_{ij}} \quad i \neq j$$

A_{ij} = distance entre la phase i et l'image de la phase j

a_{ij} = distance entre la phase i et la phase j

ρ_0 = défini plus haut.

Pour les lignes triphasées, C_b est calculée d'après la formule suivante (où les lettres ont les mêmes significations que ci-dessus).

La phase ayant la sollicitation la plus élevée porte le n° 2.

$$C_b = \frac{\pi\epsilon_0 \log e \left[\log \frac{A_{12}}{a_{12}} \log \frac{A_{13} \rho_0}{a_{12} A_{33}} - \log \frac{A_{11}}{\rho_0} \log \frac{A_{23}^2 A_{23}}{\rho_0^2 a_{23}} + \log \frac{A_{13}}{a_{13}} \log \frac{A_{23}^2 A_{23}}{a_{23}^2 a_{23}} \right]}{\log \frac{A_{12}}{a_{12}} \left(\log \frac{A_{12}}{a_{12}} \log \frac{A_{33}}{\rho_0} - \log \frac{A_{13}}{a_{13}} \log \frac{A_{23}}{a_{23}} \right) + \log \frac{A_{13}}{a_{13}} \left(\log \frac{A_{13}}{a_{13}} \log \frac{A_{22}}{\rho_0} - \log \frac{A_{12}}{a_{12}} \log \frac{A_{23}}{a_{23}} \right) + \log \frac{A_{11}}{\rho_0} \left[\left(\log \frac{A_{23}}{a_{23}} \right)^2 - \log \frac{A_{22}}{\rho_0} \log \frac{A_{33}}{\rho_0} \right]}$$

log signifie logarithme décimal.

Dans la formule ci-dessus, l'influence des fils de garde est négligeable. La simplification apportée est acceptable lorsque cette influence n'excède pas une valeur de 1%.

where: Q_T U_{ph} have the same meaning as above, and:

C_b = effective capacitance per phase (equivalent single conductor)*

n = number of conductors in the bundle

s' = $\frac{s}{Q_T}$ relative distance between conductors in the bundle

s = distance between conductors in the bundle in centimetres

In all calculations, the unevenness of the conductor surface, due to the protective covering, is ignored. For ordinary conductor cables, the effect is negligible.

The reference voltage gradient to be quoted when radio-interference voltage or field-strength measurements are made, on a three-phase line for example, should be the r.m.s. value of the voltage gradient on the most highly stressed conductor.

* C_b can be calculated from the following system of equations:

$$V_1 = K_{11} q_1 + \dots + K_{1n} q_n$$

$$V_n = K_{n1} q_1 + \dots + K_{nn} q_n$$

V_n = potential on the equivalent conductor No. n

q_n = charge per metre on the equivalent conductor No. n

$$K_{ij} = \frac{1}{2\pi\epsilon_0} \ln \frac{A_{ij}}{a_{ij}} \quad i = j$$

$$K_{ij} = \frac{1}{2\pi\epsilon_0} \ln \frac{A_{ij}}{a_{ij}} \quad i \neq j$$

A_{ij} = distance between phase i and the image of phase j

a_{ij} = distance between phase i and phase j

Q_0 = as defined above.

For a three-phase line, C_b is calculated from the following formula (designations as above). The most highly-stressed phase is designated No. 2.

$$C_b = \frac{\pi\epsilon_0 \log e \left[\log \frac{A_{12}}{a_{12}} \log \frac{A_{13} Q_0}{a_{12} A_{33}} - \log \frac{A_{11}}{Q_0} \log \frac{A_{23}^2 A_{23}}{Q_0^2 a_{23}} + \log \frac{A_{13}}{a_{13}} \log \frac{A_{23}^2 A_{23}}{a_{13}^2 a_{23}} \right]}{\log \frac{A_{12}}{a_{12}} \left(\log \frac{A_{12}}{a_{12}} \log \frac{A_{33}}{Q_0} - \log \frac{A_{13}}{a_{13}} \log \frac{A_{23}}{a_{23}} \right) + \log \frac{A_{13}}{a_{13}} \left(\log \frac{A_{13}}{a_{13}} \log \frac{A_{22}}{Q_0} - \log \frac{A_{12}}{a_{12}} \log \frac{A_{23}}{a_{23}} \right) + \log \frac{A_{11}}{Q_0} \left[\left(\log \frac{A_{23}}{a_{23}} \right)^2 - \log \frac{A_{22}}{Q_0} \log \frac{A_{33}}{Q_0} \right]}$$

$\log$ means $\log_{10}$.

In the formula above, the influence of the ground wires is neglected. This is a permitted simplification when their contribution is less than 1%.

ANNEXE L

PROPAGATION DES ONDES À HAUTE FRÉQUENCE SUR LES LIGNES À HAUTE TENSION

Les lois de propagation le long des lignes pour les fréquences allant jusqu'à quelques mégahertz sont maintenant relativement bien connues. La propagation s'effectue selon plusieurs modes sensiblement indépendants les uns des autres et qui ont leur propre loi d'affaiblissement. La répartition des courants perturbateurs selon les différents modes est déterminée par la configuration géométrique des lignes. Les méthodes de calcul d'une telle distribution et des différentes fonctions périodiques correspondantes ont été confirmées de manière satisfaisante par des études expérimentales. Il semble bien que la propagation soit négligeable pour les fréquences supérieures à 30 MHz, mais pour les ondes kilométriques et hectométriques, l'affaiblissement est petit et les perturbations peuvent se propager à des distances assez grandes. La méthode consistant à augmenter le diamètre des conducteurs sur une faible distance autour de la zone à protéger a un effet négligeable, sauf si l'on bloque par des filtres les perturbations en provenance du reste de la ligne.

Cependant, l'attention est attirée sur un phénomène secondaire lié aux problèmes de propagation: c'est le couplage inductif et capacitif entre une ligne à haute tension génératrice de perturbations par effet couronne et une ligne à basse tension qui n'est pas elle-même génératrice de perturbations, mais qui peut propager à des distances non négligeables les perturbations produites par la ligne à haute tension. On peut ainsi trouver un champ perturbateur important en un point éloigné de la ligne perturbatrice et où le champ perturbateur rayonné directement par cette dernière a une valeur négligeable. Bien que les lois de propagation soient connues dans les cas simples, de nombreux problèmes restent à résoudre.

Bibliographie

- [1] Electrical characteristics of polyphase transmission systems with special reference to boundary-value calculations at power line carrier frequencies par L.M. Wedepohl, Proc. I.E.E., Vol. 112, N° 11, p. 2103, 1965.
- [2] Wave propagation on unbalanced h. v. transmission lines par G.E. Adams, Trans. Amer. Inst. Elect. Engrs., Vol. 78, Partie III, p. 639, 1959.
- [3] Calculations of attenuation constants for radio noise analysis of overhead lines par G.E. Adams & L.O. Barthold, Trans. Amer. Inst. Elect. Engrs., Vol. 79, Partie III, p. 975, 1960.
- [4] Die Vorausberechnung der von Hochspannungsleitungen verursachten hochfrequenten Störungen (The precalculation of r.f. interference caused by high-voltage lines) par C.E. von Pfaler, «Elektrotechnische Zeitschrift», Edition A (ETZ-A), Vol. 85, 1964, N° 9, pp. 261-266.
- [5] Attenuation measurements on a high-voltage overhead line par R. Bartenstein, E. Schäfer, W. Volg: CIGRE-Rapport 419, 1964.

APPENDIX L

PROPAGATION OF RADIO-FREQUENCIES ON HIGH-VOLTAGE TRANSMISSION LINES

The laws of propagation along lines covering frequencies up to several megahertz are now relatively well known. The propagation occurs along several "modes" sensibly independent of each other and each having its own attenuation. The distribution of the interfering currents according to the different modes is determined by the geometry of the line. Theoretical methods of calculation of such a distribution and of the various attenuation factors have been satisfactorily confirmed by experimental work. It appears that the propagation is negligible at frequencies above about 30 MHz, but for kilometre and hectometre waves, the attenuation is small and the interference can be propagated over fairly large distances. It is not sufficient to use conductors of larger diameter in the zone for which protection is sought, unless filters are used to block the interference coming from the rest of the line.

However, attention is drawn to a subsidiary phenomenon connected with a propagation problem which is due to an inductive and capacitive coupling between a high-voltage and a low-voltage line. If corona effects occur in the high-voltage line, interference may propagate along the low-voltage line due to the coupling between them, although the low-voltage line is not itself a disturbing source. It is thus possible to find an interference field at a point distant from the disturbing line and where the direct radiation from the line is negligible. Although the laws of propagation are known in simple cases, many problems remain to be solved.

Bibliography

- [1] Electrical characteristics of polyphase transmission systems with special reference to boundary-value calculations at power line carrier frequencies by L. M. Wedepohl, Proc. I.E.E., Vol. 112, No. 11, p. 2103, 1965.
 - [2] Wave propagation on unbalanced h. v. transmission lines by G. E. Adams, Trans. Amer. Inst. Elect. Engrs., Vol. 78, Part III, p. 639, 1959.
 - [3] Calculations of attenuation constants for radio noise analysis of overhead lines by G. E. Adams & L. O. Barthold, Trans. Amer. Inst. Elect. Engrs., Vol. 79, Part III, p. 975, 1960.
 - [4] Die Vorausberechnung der von Hochspannungsleitungen verursachten hochfrequenten Störungen (The precalculation of r.f. interference caused by high-voltage lines) by C. E. von Pfaler, «Elektrotechnische Zeitschrift», Edition A (ETZ-A), Vol. 85, 1964, No. 9, pp. 261-266.
 - [5] Attenuation measurements on a high-voltage overhead line by R. Bartenstein, E. Schäfer, W. Volg: CIGRE-Report 419, 1964.
-

ANNEXE M

CORRÉLATION ENTRE LES MESURES FAITES AVEC UN APPAREIL DONT LES CARACTÉRISTIQUES SONT DIFFÉRENTES DE CELLES DU C.I.S.P.R. ET LES MESURES FAITES AVEC L'APPAREIL C.I.S.P.R.

M1. Introduction

- M1.1 Les spécifications C.I.S.P.R. pour les appareils et les méthodes de mesure ont été établies en vue de fournir une base commune dans le commerce international pour le contrôle des perturbations radioélectriques produites par les appareils électriques ou électroniques.
- M1.2 On ne peut fixer de valeurs limites que si l'on a établi une corrélation suffisamment bonne entre les valeurs mesurées des perturbations et la dégradation qu'elles provoquent dans un système de télécommunications donné. La valeur acceptable du rapport signal sur bruit, dans un système de télécommunications donné, est fonction des caractéristiques de celui-ci, comprenant la bande passante, le type de modulation et d'autres caractéristiques de construction. En conséquence, au cours de travaux de recherche et de développement en laboratoire, on emploie plusieurs méthodes de mesure, de façon à effectuer toutes les études nécessaires.
- M1.3 La présente annexe a pour but d'analyser comment les valeurs mesurées dépendent des caractéristiques de l'appareil de mesure et de la forme d'onde des perturbations mesurées.

M2. Caractéristiques les plus importantes des appareils de mesure de perturbations

- M2.1 Les caractéristiques les plus importantes à prendre en considération pour la détermination de la réponse d'un appareil de mesure des perturbations sont la bande passante, le détecteur et le type de perturbation à mesurer. Sont considérés comme d'importance secondaire, mais néanmoins non négligeable pour la corrélation des instruments dans des circonstances particulières: la réserve de linéarité, le type de commande automatique de gain (s'il y a lieu), l'affaiblissement pour la fréquence image et les autres signaux non désirés, la constante de temps de l'appareil et son amortissement.
- M2.2 Pour les besoins de la discussion, il est fait référence à trois types fondamentaux de perturbations radioélectriques: impulsives, aléatoires et en ondes sinusoïdales. Le tableau V donne la réponse à chacune de ces perturbations, en fonction de la bande passante et du type de détecteur employé. Dans ce tableau, δ est l'aire de l'impulsion, Δf_{imp} la bande passante en impulsion, Δf_m la bande passante quadratique, $P(\alpha)$ la réponse aux impulsions du détecteur de quasi-crête, f_{PR} la fréquence de répétition des impulsions et E' l'amplitude du spectre des perturbations aléatoires. La figure 38, page 211, donne les réponses relatives de divers détecteurs aux perturbations impulsionnelles pour un même appareil.
- M2.3 Le tableau V montre que l'influence de la bande passante sur la réponse de l'appareil de mesure des perturbations n'est pas la même pour les trois types de perturbations. Si l'on réussit à identifier la forme d'onde mesurée à l'un des trois types indiqués dans le tableau V, et si l'on dispose d'un générateur étalon produisant cette forme d'onde, on peut, en utilisant la méthode de substitution, effectuer un étalonnage suffisant, indépendant de la bande passante, pour tous les appareils ayant une réserve de linéarité appropriée. Ainsi, dans le cas d'une perturbation à caractère aléatoire pur, ou d'une perturbation à caractère impulsif pur, de fréquence de répétition connue, on peut effectuer l'étalonnage soit en utilisant la source correspondante, soit en calculant un facteur de corrélation à partir des paramètres connus du circuit.

APPENDIX M

CORRELATION BETWEEN MEASUREMENTS MADE WITH APPARATUS HAVING CHARACTERISTICS DIFFERING FROM THE C.I.S.P.R. CHARACTERISTICS AND MEASUREMENTS MADE WITH C.I.S.P.R. APPARATUS

M1. Introduction

- M1.1 C.I.S.P.R. standards for instrumentation and methods of measurement have been established to provide a common basis for controlling radio interference from electrical and electronic equipment in international trade.
- M1.2 The basis for establishing limits is that of providing a reasonably good correlation between measured values of the interference and the degradation it produces in a given communications system. The acceptable value of signal-to-noise ratio in any given communication system is a function of its parameters including bandwidth, type of modulation and other design factors. As a consequence, various types of measurements are used in the laboratory in research and development work in order to carry out the required investigations.
- M1.3 The purpose of this appendix is to analyze the dependence of the measured values on the characteristics of the measuring apparatus and on the waveform of the measured interference.

M2. Critical interference measuring apparatus characteristics

- M2.1 The most critical factors in determining the response of an apparatus for measuring interference are the following: the bandwidth, the detector and the type of interference being measured. Considered to be of secondary importance, but, nevertheless, quite significant in correlating apparatus under particular circumstances, are: overload factor, AGC design (if used), image and other spurious responses, and meter time constant and damping.
- M2.2 For purposes of discussion, reference is made to three fundamental types of radio noise: impulse, random and sine-wave. The dependence of the response to each of these on the bandwidth and the type of detector is given in Table V. In this table, δ is the magnitude of the impulse strength, Δf_{imp} is the impulse bandwidth, Δf_{rn} is the random noise bandwidth, $P(\alpha)$ is the pulse response for the quasi-peak detector, f_{PR} is the pulse repetition rate and E' is the spectral amplitude of the random noise. The relative responses of various detectors to impulse interference for one apparatus are shown in Figure 38, page 211.
- M2.3 Table V shows that the dependence of the noise meter response on bandwidth is different for all three types of interference. If the waveform being measured can be defined as being any of the three types listed in Table V, and if a standard source provides that type of waveform, then by using the substitution method, a satisfactory calibration can be obtained for any apparatus with adequate overload factor independent of its bandwidth. Thus, with a purely random interference or a purely impulsive interference of known repetition rate, calibration can be made using a corresponding source, or a correlation factor calculated on the basis of known circuit parameters.

TABEAU V

Comparaison des réponses des détecteurs de crête, de quasi-crête, de valeur moyenne et de valeur efficace aux ondes sinusoïdales, aux impulsions périodiques et avec une distribution gaussienne de l'amplitude

Forme d'onde à l'entrée	Type du détecteur			
	De crête (sb) à contre-polarisation	De quasi-crête (qp) 1/600	Intensité de champ (valeur moyenne)	Valeur efficace
Onde sinusoïdale	$e^{1)}$	e	e	e
Impulsions périodiques (sans recouvrement)	$^{4)})$ $1,41 \delta \Delta f_{imp}$	$1,41 \delta \Delta f_{imp} P(\alpha)^{2)}$	$1,41 \delta f_{PR}^{4)}$	$1,41 \delta \sqrt{f_{PR} \Delta f_{imp}}$
Aléatoire ⁵⁾ distribution gaussienne de l'amplitude	—	$1,85 \sqrt{\Delta f_{rn} E'^{3)}}$	$0,88 \sqrt{\Delta f_{rn} E'}$	$\sqrt{\Delta f_{rn} E'}$

¹⁾ e est la valeur efficace de l'onde sinusoïdale appliquée.

²⁾ $P(\alpha)$ est donnée dans la figure 39, page 211.

³⁾ E' intensité spectrale en volts par hertz, valeur efficace.

⁴⁾ δ aire de l'impulsion. Il est entendu que l'appareil est étalonné en valeur efficace à l'aide d'une onde sinusoïdale.

⁵⁾ Il est entendu que les caractéristiques de l'enveloppe sont mesurées par le détecteur sur des perturbations aléatoires.

Si la forme d'onde d'une certaine perturbation est intermédiaire entre ces trois types, les facteurs de correction ou de corrélation seront également intermédiaires. Pour chaque cas donné, il sera nécessaire d'identifier la forme d'onde de la perturbation de façon à permettre la définition d'un facteur de corrélation significatif. Il sera donc nécessaire d'étudier les sources des perturbations typiques et de déterminer à quel point elles sont impulsives, aléatoires ou à ondes sinusoïdales.

M2.4 Si l'on dispose d'un appareil de mesure des perturbations comportant divers types de détecteurs, par exemple de crête, de quasi-crête ou de valeur moyenne, on peut évaluer le type de perturbation en évaluant les rapports des résultats obtenus avec ces détecteurs. Ces rapports seront évidemment fonction de la bande passante et des autres caractéristiques de l'appareil employé pour la mesure.

M3 Perturbations impulsives – Facteurs de corrélation

M3.1 La réponse du détecteur de quasi-crête de tout appareil de mesure des perturbations aux impulsions d'amplitude constante répétées régulièrement peut être déterminée au moyen de la «courbe de réponse aux impulsions» donnée dans la figure 39, page 211. Cette figure donne la réponse du détecteur en pour-cent de la réponse de crête pour une bande passante donnée et pour toute valeur des résistances de charge et de décharge. Pour utiliser cette courbe, il y a lieu de tenir compte du fait que la valeur de crête elle-même dépend de la bande passante de telle façon que, si la bande passante augmente, la valeur de crête augmente aussi, mais le pourcentage de valeur de crête indiqué par le détecteur diminue; pour une bande passante étroite, ces effets tendent à se neutraliser. La bande passante employée pour cette courbe est la bande passante à 6 dB, laquelle, pour les caractéristiques de bande passante employées le plus fréquemment dans les appareils de mesure des perturbations, est inférieure de 5% environ à la bande passante en impulsions. La figure 40, page 212, montre une comparaison théorique d'appareils de mesure du type C.I.S.P.R. ayant des bandes passantes et des caractéristiques de détection diverses.

TABLE V

Comparative response of slideback peak, quasi-peak, average, and r.m.s. detectors to sine-wave, periodic pulse and with Gaussian amplitude distribution

Input waveform	Detector type			
	Slideback peak (sb)	Quasi-peak: 1/600 (qp)	Field intensity (average)	R.M.S.
C.W. sine-wave	$e^{1)}$	e	e	e
Periodic pulse (no overlap)	$4)$ $1.41 \delta \Delta f_{imp}$	$1.41 \delta \Delta f_{imp} P(\alpha)^{2)}$	$1.41 \delta f_{PR}^{4)}$	$1.41 \delta \sqrt{f_{PR} \Delta f_{imp}}$
Random ⁵⁾ Gaussian amplitude distribution	—	$1.85 \sqrt{\Delta f_{rn} E'^{3)}$	$0.88 \sqrt{\Delta f_{rn} E'}$	$\sqrt{\Delta f_{rn} E'}$

¹⁾ e is the r.m.s. value of the applied sine-wave.

²⁾ $P(\alpha)$ is given in Figure 39, page 211.

³⁾ E' is spectral strength in r.m.s. volts/cycle bandwidth.

⁴⁾ δ is impulse strength. It is assumed that the instrument is calibrated in terms of the r.m.s. value of a sine-wave

⁵⁾ It is assumed that characteristics of the *envelope* are measured by the detector on random noise.

If a particular interference waveform is of a type intermediate between these three types, then the correction or correlation factors will also be intermediate. In any given case, it will be necessary to classify the noise waveform in such a manner that a significant correlation factor can be established. Hence, it will be necessary to examine typical interference sources and to determine the extent to which they are of impulsive, random, or sine-wave type.

M2.4 If an interference measuring apparatus with several types of detectors is available, for example, peak, quasi-peak and average, the type of interference can be assessed by measuring the ratios of the readings obtained with these detectors. These ratios will, of course, depend upon the bandwidth and other characteristics of the apparatus being used for the measurement.

M3. Impulse interference – Correlation factors

M3.1 The quasi-peak detector response of any interference measuring set to regularly repeated impulses of uniform amplitude can be determined by the use of the “pulse response curve” which is shown in Figure 39, page 211. This figure shows the response of the detector in percentage of peak response for any given bandwidth and value of charge resistance and discharge resistance. Applying this curve, it should be noted that the peak value itself is dependent upon the bandwidth, so that as the bandwidth increases, peak value increases, but the percentage of peak, which is read by the detector, decreases; over a narrow range of bandwidth, these effects tend to counteract each other. The bandwidth used in this curve is the 6 dB bandwidth which, for the passband characteristics typical of most interference measuring apparatus, is about 5% less than the so-called impulse bandwidth. A theoretical comparison of apparatus having various bandwidths and detector parameters with the C.I.S.P.R. apparatus is shown in Figure 40, page 212.

M3.2 La réponse d'un détecteur de valeur moyenne aux perturbations impulsives constitue un cas intéressant.

La lecture fournie par un détecteur de valeur moyenne pour des perturbations impulsives ne dépend pas de la bande passante des étages qui le précèdent. Elle est évidemment directement proportionnelle à la fréquence de répétition. Dans la plupart des cas, la lecture obtenue au moyen d'un détecteur de valeur moyenne dans le cas de perturbations impulsives est tellement faible qu'elle ne présente aucune valeur pratique à moins que la bande passante de l'appareil de mesure des perturbations ne soit très étroite, par exemple quelques centaines de hertz. Pour une fréquence de répétition de 100 Hz et une bande passante de l'ordre de 10 kHz, la valeur moyenne serait d'environ 1% de la valeur de crête. Une telle valeur est trop faible pour donner des résultats de mesure précis. En outre, pour bien des systèmes de télécommunications, la bruyance peut être bien supérieure à la lecture obtenue au moyen de l'appareil de mesure de valeur moyenne. Cela est évidemment une des raisons justifiant l'emploi de l'appareil de mesure de quasi-crête.

M4. Perturbation aléatoire (distribution gaussienne de l'amplitude)

La réponse d'un appareil de mesure des perturbations aux perturbations aléatoires est proportionnelle à la racine carrée de la bande passante. Ce résultat est indépendant du type de détecteur employé. Le rapport entre la bande passante pour une perturbation aléatoire et la bande passante à 3 dB est fonction du type du circuit-filtre. D'autre part, il a été établi que, pour beaucoup de circuits du type de ceux employés dans les appareils de mesure des perturbations, un rapport d'environ 1,04, entre la bande passante réelle pour une perturbation aléatoire et la bande passante à 3 dB, constituait un chiffre acceptable.

M5. Détecteur de valeur efficace

M5.1 L'un des avantages du détecteur de valeur efficace dans les études de corrélation tient au fait que la valeur de sortie qu'il donne pour une perturbation à large bande est proportionnelle à la racine carrée de la bande passante, c'est-à-dire que la puissance de bruit est directement proportionnelle à la largeur de bande. Cette qualité rend le détecteur de valeur efficace particulièrement désirable et constitue une des raisons principales pour lesquelles le détecteur de valeur efficace a été adopté pour la mesure des bruits atmosphériques. Un autre avantage du détecteur de valeur efficace est que celui-ci additionne correctement la puissance de bruit provenant de diverses sources, par exemple une perturbation impulsive et une perturbation aléatoire, permettant donc ainsi un niveau élevé de bruit de fond.

M5.2 Les valeurs efficaces des perturbations permettent souvent une bonne évaluation de l'effet subjectif des perturbations sur une réception de radiodiffusion sonore à modulation d'amplitude et de télévision. Cependant, en raison de la gamme dynamique très large nécessaire pour les instruments à très large bande, l'emploi des détecteurs de valeur efficace se trouve limité aux instruments à bande étroite dans le cas de mesure de perturbations impulsives.

M6. Discussion

M6.1 Les paragraphes précédents ont donné une base théorique pour la comparaison des résultats de mesure obtenus à l'aide de différents instruments. Comme mentionné ci-dessus, la possibilité d'établir des facteurs de corrélation significatifs dépend de la mesure dans laquelle on peut classer et identifier les perturbations de façon à employer des facteurs de corrélation appropriés. Dans bien des gammes de fréquences, les perturbations impulsives paraissent être les plus sérieuses; cependant, dans le cas des lignes de transport pour lesquelles il s'agit surtout d'effet couronne, ce sont les perturbations aléatoires qui sont les plus caractéristiques. Il est nécessaire d'avoir, en plus, des données quantitatives sur les caractéristiques typiques des perturbations.

M6.2 La réserve de linéarité est une autre caractéristique importante*.

* Voir C.I.S.P.R./GT1 (U.K./Jackson) 1.
C.I.S.P.R./GT1 (U.K./Jackson) 4.

M3.2 The response of the average detector to impulsive noise is an interesting case.

The reading of an average detector for impulsive noise is independent of the bandwidth of the predetector stages. It is, of course, directly proportional to the repetition rate. In most cases, the reading obtained with an average detector for impulsive noise is so low as to be of no practical value unless the noise meter bandwidth is exceedingly narrow, such as of the order of a few hundred hertz. For a repetition rate of 100 Hz and a bandwidth of the order of 10 kHz, the average value would be approximately 1% of the peak value. Such a value is too low to measure with any degree of precision. Furthermore, for many communication systems, the annoyance effect may be well above the reading obtained with the average meter. This, of course, is one of the justifications for the use of the quasi-peak apparatus.

M4. Random noise (Gaussian amplitude distribution)

The response of a noise meter to random noise is proportional to the square root of the bandwidth. This result is independent of the type of detector used. The ratio of the random noise bandwidth to the 3 dB bandwidth is a function of the type of filter circuit. On the other hand, it has been shown that for many circuits typical of those used in interference measuring apparatus, a ratio of effective random noise bandwidth to the 3 dB bandwidth of about 1.04 is a reasonable figure.

M5. The r.m.s. detector

M5.1 One of the advantages of the r.m.s. detector in correlation work is that for broadband noise the output obtained from it will be proportional to the square root of the bandwidth, i.e. the noise power is directly proportional to the bandwidth. This feature makes the r.m.s. detector particularly desirable and is one of the main reasons for adopting the r.m.s. detector to measure atmospheric noise. Another advantage is that the r.m.s. detector makes a correct addition of the noise power produced by different sources, e.g. impulsive noise and random noise, thus for instance allowing a high degree of background noise.

M5.2 The r.m.s. values of noise often give a good assessment of the subjective effect of interference to a.m. sound and television reception. However, the very wide dynamic range needed, when using very wide band apparatus for measuring impulsive noise, limits the use of r.m.s. detectors to narrow band apparatus.

M6. Discussion

M6.1 The preceding sub-clauses have indicated the theoretical basis for comparing measurements obtained with different apparatus. As mentioned previously, the possibility of establishing significant correlation factors depends upon the extent to which noise can be classified and identified so that the proper correlation factors may be used. In many frequency ranges, impulsive interference appears to be the most serious; however, for power lines where corona interference is the primary concern, random interference would be expected to be more characteristic. Additional quantitative data are needed on typical interference characteristics.

M6.2 Another important parameter is the overload factor*.

* See C.I.S.P.R./WG1 (U.K./Jackson) 1.
See C.I.S.P.R./WG1 (U.K./Jackson) 4.

M7. Application à des sources de perturbations typiques

M7.1 Moteurs à collecteur

Les perturbations produites par les moteurs à collecteur se présentent sous forme d'une combinaison de perturbations impulsives et aléatoires. Les perturbations aléatoires proviennent de la variation de la résistance de contact des balais, tandis que les perturbations impulsives sont produites par les coupures et des fermetures de contacts aux lames du collecteur. Les perturbations impulsives peuvent être réduites à un minimum par l'ajustement optimal de la commutation. Cependant, lorsqu'il est possible de modifier la charge, les résultats de mesure ont montré que les perturbations dominantes pour les détecteurs de crête et de quasi-crête sont celles du type impulsif et que la composante aléatoire pouvait être négligée. Alors que la fréquence de répétition peut être de l'ordre de 4 kHz, la fréquence réelle est plus faible du fait que l'amplitude des impulsions est modulée habituellement au double de la valeur de la fréquence de la ligne*. Ainsi, les résultats d'expérience ont montré que les lectures de quasi-crête varient comme la bande passante si la fréquence de répétition des impulsions est égale à deux fois la valeur de la fréquence du réseau d'alimentation.

M7.1.1 Les mesures de crête de ces perturbations indiquent des niveaux variables en raison de l'irrégularité du fonctionnement du commutateur.

M7.1.2 Le rapport de la valeur de quasi-crête à la valeur moyenne est plus faible que celui obtenu pour les perturbations purement impulsives pour deux raisons:

- 1) La modulation des oscillations transitoires de commutation par la fréquence du réseau produit beaucoup d'impulsions en dessous du niveau de quasi-crête mesuré. Ces impulsions n'interviennent pas dans la valeur de quasi-crête, mais dans la valeur moyenne.
- 2) Les perturbations aléatoires, de niveau relativement bas, mais continues, ne peuvent agir d'une manière appréciable que sur la valeur moyenne. Les valeurs expérimentales du rapport de la valeur de quasi-crête à la valeur moyenne se situent entre 13 dB et 23 dB, les valeurs les plus élevées correspondant aux bandes passantes les plus larges (120 kHz).

M7.2 Sources de perturbations impulsives

Des essais, effectués sur un modèle de dispositif d'allumage, des appareils à moteur à collecteur et des appareils pourvus de régulateurs à vibreur ont montré une conformité acceptable avec des instruments ayant la même largeur de bande nominale, mais des rapports de constantes de temps à la décharge de 3 à 1, sur des portions limitées de l'échelle de l'indicateur de sortie. Les écarts pour des portions d'échelle plus étendues restent sans explication. Une corrélation relativement faible a été obtenue pour des sources produisant des impulsions d'une fréquence de répétition très faible (voir C.I.S.P.R. GT1 (U.K./Jackson)1).

M7.3 Perturbations causées par l'allumage électrique des moteurs à explosion

La Recommandation 18/2 du C.I.S.P.R. reconnaît que la corrélation entre les détecteurs de quasi-crête et de crête peut être établie dans la pratique. Le facteur de conversion de 20 dB s'explique partiellement par la théorie des impulsions uniformes répétées, et partiellement par l'irrégularité réelle de l'amplitude et de la forme d'onde de telles impulsions.

M7.4 Influence de la bande passante

Des comparaisons de mesures faites au Royaume-Uni à l'aide de deux appareils, ayant respectivement pour bande passante 90 kHz et 9 kHz, ont montré que pour la plupart des sources de perturbations les valeurs obtenues sont dans le rapport 14-18 dB. Cette valeur est compatible avec la conception selon laquelle les perturbations sont dominées par les perturbations impulsives mais contiennent aussi quelques composantes aléatoires.

* Voir C.I.S.P.R./GT1 (de Jong – Pays-Bas)4.

M7. Application to typical noise sources

M7.1 Commutator motors

The noise generated by commutator motors is usually a combination of impulse and random noise. The random noise originates in the varying brush contact resistance, while the impulse noise is generated from the switching action at the commutator bars. For optimum adjustment of commutation, the impulse noise can be minimized. However, where variable loading is possible, measurements have confirmed that for the peak and quasi-peak detectors, the dominant noise is of impulse type and the random component may be neglected. While the repetition rate may be of the order of 4 kHz, the effective rate is lower because the amplitude of the impulses is usually modulated at twice the line frequency*. Hence, experimental results have shown that quasi-peak readings are consistent with bandwidth variations if the repetition rate of the impulses is assumed to be twice the frequency of the supply mains.

M7.1.1 Peak measurements show fluctuating levels on such noise because of the irregular nature of the commutator switching action.

M7.1.2 The quasi-peak to average ratio is lower than would be obtained for pure impulse noise for two reasons:

- 1) The modulation of the commutator switching transients by line frequency produces many pulses below the measured quasi-peak level. These pulses do not contribute to the quasi-peak value but do contribute to the average.
- 2) The relatively low level, but continuous, random noise can likewise contribute substantially only to the average value. Experimental values of quasi-peak to average ratio range from 13 dB to 23 dB with the highest ratios for the widest bandwidths (120 kHz).

M7.2 Impulsive sources

Tests on an ignition model, commutator motor appliances and appliances using vibrating regulators showed reasonable agreement on measuring apparatus with the same nominal bandwidth, but with discharge time constant ratios of the order of 3 to 1 on restricted portions of the output indicator scale. Deviations at higher scale values are without explanation. Relatively poor correlation was obtained on sources producing very low repetition rate pulses (see C.I.S.P.R. WG1 (U.K./Jackson)1).

M7.3 Ignition interference

C.I.S.P.R. Recommendation 18/2 recognizes that correlation between quasi-peak and peak detectors can be established as a practical matter. The conversion factor of 20 dB is explained partly on the basis of theory for uniform repeated impulses, and partly on the basis of the actual irregularity of the amplitude and wave shape of such impulses.

M7.4 Dependence on bandwidth

Comparisons of measurements made in the United Kingdom with two instruments having bandwidths of 90 kHz and 9 kHz respectively have been reported to show that for most interference sources, the values obtained are in the ratio 14–18 dB. This figure is consistent with the concept that the interference is dominated by impulse type noise but that some random components are present.

* See C.I.S.P.R./WG1 (de Jong – Netherlands)4.

M8. Conclusions

M8.1 L'analyse des données relatives à la comparaison des réponses des divers appareils montre que l'on peut, dans presque tous les cas, expliquer les différences entre les valeurs mesurées par des considérations théoriques et pratiques. Dans bien des cas, il est indiqué que les caractéristiques de la forme d'onde sont suffisamment connues pour estimer les facteurs de corrélation avec une précision comprise entre 2 dB et 4 dB.

D'autres études s'imposent, pour:

- 1) définir en détail les formes d'onde des différentes sources de perturbations; et
- 2) établir la corrélation entre ces caractéristiques de formes d'onde, les valeurs mesurées et les caractéristiques des appareils.

STANDARDS ISO.COM: Click to view the full PDF of CISPR 16:1977

M8. Conclusions

M8.1 Analysis of data comparing the responses of various instruments shows that it is possible to explain in almost every case the differences in measured values on the basis of theoretical and practical considerations. In many instances, it is indicated that waveform characteristics are known to predict correlation factors adequately with an accuracy of 2 dB to 4 dB.

Further studies are needed:

- 1) to characterize in some detail the waveforms of various sources of interference; and
- 2) to correlate these waveform characteristics with measured values and the instrument characteristics.

ANNEXE N

DÉFINITIONS DES CARACTÉRISTIQUES FONDAMENTALES D'UN APPAREIL DE MESURE UTILISANT UN DÉTECTEUR QUADRATIQUE

N1. Bande passante

La bande passante de l'appareil de mesure est la largeur de la courbe de sélectivité globale du récepteur pour un niveau de 3 dB au-dessous de la réponse centrale.

La bande passante effective d'un appareil, comportant un filtre rectangulaire idéal et donnant une réponse de même valeur efficace que celle de l'appareil réel, est égale à la bande passante quadratique Δf définie par:

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

où:

$F(f)$ = courbe de sélectivité

F_0 = valeur maximale de $F(f)$ (en admettant une courbe de sélectivité à une seule crête)

En pratique, la bande passante à 3 dB (B_3) est couramment prise pour expression de la bande passante quadratique. La différence entre ces deux valeurs de bande passante reste faible; en particulier, dans le cas du filtre de bande calculé dans l'annexe P, on trouve la relation suivante:

$$B_3 = 0,964 \Delta f$$

Cette valeur est utilisée pour le calcul du facteur de surcharge et de la réponse en amplitude.

N2. Facteur de surcharge

La zone de fonctionnement linéaire d'un circuit (ou d'un groupe de circuits) est délimitée par le niveau maximal pour lequel, en régime permanent, la réponse du circuit (ou du groupe de circuits) ne s'écarte pas de plus de 1 dB de la loi linéaire idéale.

On appelle facteur de surcharge du circuit (ou du groupe de circuits) le rapport entre ce niveau et celui qui correspond à la pleine déviation de l'indicateur.

APPENDIX N

DEFINITIONS OF THE FUNDAMENTAL CHARACTERISTICS OF A MEASURING APPARATUS EMPLOYING AN R.M.S. DETECTOR

N1. Bandwidth

The bandwidth of the measuring set is the width of the overall selectivity curve of the apparatus at a level 3 dB below the mid-band response.

The effective bandwidth of an apparatus, comprising an idealized rectangular filter giving the same r.m.s. value of response as an actual apparatus, is equal to the power bandwidth Δf defined as:

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

where:

$F(f)$ = selectivity curve

F_0 = maximum value of $F(f)$ (assuming a single peak selectivity curve)

In practice, the 3 dB bandwidth (B_3) is usually taken as the power bandwidth. The difference between the two values for the bandwidth is small and for the band-pass filter calculated in Appendix P, the following relationship holds:

$$B_3 = 0.964 \Delta f$$

This is used in the calculations of the overload factor and the amplitude relationship.

N2. Overload factor

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).

The ratio of this level to that which corresponds to full-scale deflection of the indicating instrument is called the overload factor of the circuit (or group of circuits).

ANNEXE O

RÉPONSES DES DÉTECTEURS DE VALEUR MOYENNE ET DE CRÊTE

O1. 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, était indépendante de la bande passante et donnée par:

$$\int_{-\infty}^{\infty} A(t) dt = 2 \nu \tau G_0 \quad (1)$$

où ν et τ sont respectivement l'amplitude et la durée d'une impulsion rectangulaire telle que $B_{\text{imp}} \cdot \tau \ll 1$ et G_0 le gain du circuit pour la fréquence centrale.

Ce théorème n'est valable en toute rigueur que dans le cas où l'enveloppe ne comporte aucune oscillation. Les oscillations de l'enveloppe sont caractéristiques d'un système de deux circuits oscillants couplés et, à moins d'utiliser un détecteur sensible à la phase, il peut être nécessaire de compenser par un tarage 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 produisent aucune surcharge à la sortie de l'amplificateur à fréquence intermédiaire, la valeur moyenne est proportionnelle à la fréquence de répétition, n .

En conséquence, la tension moyenne a pour valeur: $2 \nu G_0 n$.

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.

O2. Facteur de surcharge

Pour faciliter le calcul du facteur de surcharge et son emploi avec les détecteurs de crête, on est conduit à définir la quantité suivante, appelée bande passante effective aux impulsions des circuits précédant le détecteur:

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

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. En tenant compte du raisonnement qui a conduit à la relation (14) (annexe P), on a:

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

où B_6 et B_3 sont respectivement les bandes passantes à -6 et à -3 dB.

* Response of ideal radio 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.

APPENDIX O

RESPONSE OF AVERAGE AND PEAK DETECTORS

O1. Response of pre-detector stages

It has been shown* that the area under the envelope of the response to an impulse of a narrow band circuit having a symmetrical frequency characteristic is independent of the bandwidth, and is given by:

$$\int_{-\infty}^{\infty} A(t) dt = 2 \nu \tau G_0 \quad (1)$$

where ν and τ are amplitude and duration of a rectangular pulse for which $B_{\text{imp}} \tau \ll 1$ and G_0 is the gain of the circuit at centre frequency.

This theorem is strictly 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 intermediate-frequency 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 detector.

O2. Overload factor

For calculation of overload factor and for use in connection with peak detectors, it is useful to define a quantity known as the effective impulse bandwidth of the pre-detector circuits as follows:

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

where $A(t)_{\text{max}}$ is the peak envelope output of the intermediate-frequency stages with a unit impulse applied. From the work leading to equation (14) (Appendix P), we have:

$$B_{\text{imp}} = \frac{0.944}{2} \omega_0 = 1.05 B_6 \text{ or } 1.31 B_3$$

where B_6 and B_3 are respectively the bandwidth at –6 and –3 dB.

* Response of ideal radio noise meter to continuous sine-wave, recurrent impulses, and random noise by David B. Geselowitz, IRE Trans. RFI, Vol. RFI-3, No. 1, pp. 2–11, May 1961. See also: Impulse excitation of a cascade of series tuned circuits by S. Sabaroff, Proc. IRE, Vol. 32, pp. 758–760, December 1944.

Dans le cas de circuits accordés d'autres types, on peut estimer la valeur du rapport de B_{imp} à B_6 à l'aide de la figure 41, page 213, à condition de connaître le rapport de B_{20} à B_3 , B_{20} désignant la largeur de bande à 20 dB.

O3. Correspondance entre les indications d'un indicateur de valeur moyenne et d'un indicateur de quasi-crête

Dans le cas d'un indicateur de valeur moyenne, pour une fréquence de répétition de n Hz, l'aire de l'impulsion nécessaire pour obtenir une réponse égale à celle d'un signal sinusoïdal non modulé, à la fréquence d'accord et de valeur 2 mV, produit par un générateur de même impédance de sortie que le générateur d'impulsions, a pour expression:

$$v\tau = \frac{1,4}{n} \text{ mVs}$$

Pour une fréquence de répétition de 100 Hz, cette relation conduit à 14 μ Vs.

En conséquence, en raisonnant comme dans l'article P4 de l'annexe P, le rapport de $(v\tau)_{moy}$ à $(v\tau)_{qc}$, produisant la même déviation de l'indicateur de sortie, prendra les valeurs suivantes:

- pour la gamme de fréquences de 0,15 MHz à 30 MHz:

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

- pour la gamme de fréquences de 25 MHz à 1 000 MHz.

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

Ces résultats supposent un facteur de surcharge approprié à la fréquence de répétition utilisée et aux bandes de fréquences définies dans la section un. A la fréquence de répétition de 1 000 Hz, les rapports correspondants deviendront respectivement 17,4 dB et 38,1 dB.

O4. Détecteurs de crête

Lorsqu'on utilise un indicateur à lecture directe, les impératifs relatifs aux constantes de temps peuvent être déterminés à l'aide de la courbe de la figure 39, page 211; celle-ci exprime le rapport (en pour-cent) de la lecture à la valeur réelle de la crête en fonction d'un paramètre α qui tient compte du rapport des constantes de temps T_C et T_D , de la bande passante B_6 et de la fréquence de répétition des impulsions. Pour utiliser cette courbe, il convient de se souvenir de la relation:

$$\frac{R_C}{R_D} = \frac{1}{4} \frac{T_C}{T_D}$$

où T_C et T_D représentent respectivement les constantes de temps à la charge et à la décharge. Par exemple, si l'on veut obtenir une lecture à mieux que 90% de la crête réelle, avec une fréquence de répétition de 1 Hz, il est nécessaire d'avoir un rapport des constantes de temps à la charge et à la décharge de:

$1,25 \times 10^6$ dans la gamme de fréquences de 0,15 MHz à 30 MHz;

$1,67 \times 10^7$ dans la gamme de fréquences de 25 MHz à 1 000 MHz.

For other types of tuned circuits, the ratio of B_{imp} to B_6 may be estimated from Figure 41, page 213, if the ratio of B_{20} to B_3 is known, where B_{20} is the bandwidth at 20 dB.

O3. Relationship between indication of an average meter and a quasi-peak meter

At a repetition rate of n Hz, the value of impulse strength required to produce a response on an average meter 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:

$$v\tau = \frac{1.4}{n} \text{ mVs}$$

At a repetition rate of 100 Hz, this is 14 μ Vs.

Therefore, from Clause P4 of Appendix P, the ratio of $(v\tau)_{ave}$ to $(v\tau)_{qp}$ to produce the same deflection will be:

- for the frequency range 0.15 MHz to 30 MHz:

$$(v\tau)_{ave} / (v\tau)_{qp} = 32.9 \text{ dB}$$

- for the frequency range 25 MHz to 1 000 MHz:

$$(v\tau)_{ave} / (v\tau)_{qp} = 50.1 \text{ dB}$$

The above assumes adequate overload factor at the repetition rate in question, and that the bandwidths in use correspond respectively to those in Section One. At a repetition rate of 1 000 Hz, the corresponding ratios will be 17.4 dB and 38.1 dB.

O4. Peak detectors

Where the direct reading meter is used, the requirement for time constants can be determined from the curve in Figure 39, page 211; 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:

$$\frac{R_C}{R_D} = \frac{1}{4} \frac{T_C}{T_D}$$

where T_C and T_D are respectively the charge- and discharge-time constants. For example, if it is desired to have the meter 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:

1.25×10^6 in the frequency range 0.15 MHz to 30 MHz;

1.67×10^7 in the frequency range 25 MHz to 1 000 MHz.

O5. Correspondance entre les indications d'un indicateur de crête et d'un indicateur de quasi-crête

Pour une fréquence de répétition de 100 Hz, la figure 39, page 211, donne les rapports suivants:

Gamme de fréquences de l'appareil de mesure (MHz)	B_6 (kHz)	$\frac{T_C}{T_D}$	α	Rapport quasi-crête/crête	
				(P %)	(dB)
0,15 à 30	9	$\frac{1}{160}$	0,45	44,7	7,0
25 à 1000	120	$\frac{1}{550}$	1,77	24,8	12,1

STANDARDSISO.COM: Click to view the full PDF of CISPR 16:1977

O5. Relationship between indication of a peak meter and a quasi-peak meter

At a repetition rate of 100 Hz, the ratios obtained using Figure 39, page 211, are as follows:

Frequency range of measuring apparatus (MHz)	B_6 (kHz)	$\frac{T_C}{T_D}$	α	Ratio quasi-peak/peak	
				(P %) ϵ	(dB)
0.15 to 30	9	$\frac{1}{160}$	0.45	44.7	7.0
25 to 1000	120	$\frac{1}{550}$	1.77	24.8	12.1

STANDARDSISO.COM: Click to view the full PDF of CISPR 16:1977

ANNEXE P

DÉTERMINATION DE LA RÉPONSE DU DÉTECTEUR QUADRATIQUE AUX IMPULSIONS

P1. Réponse des étages précédant le détecteur

Pour deux transformateurs accordés au couplage critique l'enveloppe de la réponse à une impulsion ayant une aire $\nu\tau$ s'écrit d'après l'équation (1) de l'annexe C:

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

où:

G = gain total à la fréquence d'accord

ω_0 = pulsation (une constante)

La courbe de sélectivité correspondante du filtre passe-bas équivalent peut s'écrire:

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

où: $\omega = 2\pi f$ et $\tau \ll \frac{1}{\omega_0}$

Les largeurs de la courbe de sélectivité pour un niveau de 3 dB (B_3) et pour un niveau de 6 dB (B_6) au-dessous de la réponse centrale sont alors respectivement:

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

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

La bande passante quadratique (voir annexe N) est donnée par:

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

En exprimant $F(f)$ par la relation (2) et en posant $G=1$, on a:

$$\Delta f = 2 \int_0^{\infty} [2\omega_0^2/(\omega_0 + j\omega)^2 + \omega_0^2]^4 df \quad (5)$$

Soit:

$$\Delta f = 0,265 \sqrt{2} \cdot \omega_0 = 0,375 \omega_0 \quad (6)$$

d'où:

$$B_3 = 0,964 \Delta f \quad (7)$$

P2. Réponse d'un détecteur quadratique à la tension de sortie des étages antérieurs

Par définition, la tension de sortie du détecteur quadratique est donnée par:

$$U_{\text{eff}} = \left[n \int_0^{\infty} (A^2(t)/2) dt \right]^{\frac{1}{2}} \quad (8)$$

où: n = fréquence de répétition, en hertz

APPENDIX P

DETERMINATION OF RESPONSE OF R.M.S. DETECTOR TO PULSES

P1. Response of the pre-detector stages

The envelope of the response of two critically-coupled tuned transformers to an impulse of strength $\nu\tau$ is, from equation (1) of Appendix C:

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

where:

G = overall gain at the tuned frequency

ω_0 = angular frequency (a constant)

The corresponding selectivity curve of the equivalent low-pass filter may be written:

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

where: $\omega = 2\pi f$ and $\tau \ll \frac{1}{\omega_0}$

The bandwidth of the selectivity curve at a level 3 dB below mid-band response (B_3) and at a level 6 dB below mid-band response (B_6) will be:

$$B_3 = (\sqrt{2} \cdot \sqrt{\sqrt{2}-1}) \omega_0 / \pi = 0.361 \omega_0 \quad (3a)$$

$$B_6 = \sqrt{2} \cdot \omega_0 / \pi = 0.450 \omega_0 \quad (3b)$$

The power bandwidth (see Appendix N) is given by:

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

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

$$\Delta f = 2 \int_0^{\infty} [2 \omega_0^2 / (\omega_0 + j\omega)^2 + \omega_0^2]^4 df \quad (5)$$

$$\text{This leads to:} \quad \Delta f = 0.265 \sqrt{2} \cdot \omega_0 = 0.375 \omega_0 \quad (6)$$

$$\text{thus:} \quad B_3 = 0.964 \Delta f \quad (7)$$

P2. 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:

$$U_{rms} = \left[n \int_0^{\infty} (A^2(t)/2) dt \right]^{\frac{1}{2}} \quad (8)$$

where: n = pulse repetition frequency, in hertz

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

$$U_{\text{eff}} = \left[n \int_{-\infty}^{\infty} [(2 \nu \tau \cdot F(f))^2 / 2] df \right]^{\frac{1}{2}} \quad (9)$$

où: $\nu \tau$ = aire de l'impulsion à spectre de fréquence uniforme

Cette définition donne:

$$U_{\text{eff}} = \sqrt{2} \cdot \nu \tau \cdot \sqrt{n} \left[\int_{-\infty}^{\infty} F^2(f) df \right]^{\frac{1}{2}} \quad (10)$$

soit, en tenant compte de la relation (4):

$$U_{\text{eff}} = \sqrt{2} \cdot \nu \tau \cdot \sqrt{n} \sqrt{\Delta f} \quad (11)$$

La réponse en amplitude se déduit de la relation (11) en prenant:

$$U_{\text{eff}} = 2 \text{ mV}$$

$$n = 100 \text{ Hz}$$

soit:

$$\nu \tau = (100 \sqrt{2}) / \sqrt{\Delta f} \text{ } \mu\text{Vs} \quad (12)$$

ou, en tenant compte de la relation (7):

$$\nu \tau = 139 / \sqrt{B_3} \text{ } \mu\text{Vs} \quad (13)$$

P3. Calcul du facteur de surcharge

Le facteur de surcharge correspondant à une fréquence de répétition de n Hz est calculé comme suit:

En partant de la relation (11):

$$U_{\text{eff}} = \sqrt{2} \cdot \nu \tau \cdot \sqrt{\Delta f} \cdot \sqrt{n}$$

et de la relation (1):

$$A(t)_{\text{crête}} = 0,944 \nu \tau \cdot \omega_0 \text{ (pour } G = 1)$$

on obtient pour le facteur de surcharge:

$$A(t)_{\text{crête}} / \sqrt{2} \cdot U_{\text{eff}} = 1,27 \sqrt{\frac{B_3}{n}} \quad (14)$$

P4. Correspondance entre les indications d'un indicateur quadratique et d'un indicateur de quasi-crête

La relation (13) donne l'aire de l'impulsion $(\nu \tau)_{\text{eff}}$ qui, pour un indicateur quadratique, est équivalente à un signal sinusoïdal de 2 mV:

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

Pour la courbe de sélectivité représentée par la relation (2), ce résultat correspond à:

$$(\nu \tau)_{\text{eff}} = 155 / \sqrt{B_6} \text{ } \mu\text{Vs}$$

lorsqu'on se réfère à la bande passante à 6 dB.

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

$$U_{rms} = \left[n \int_{-\infty}^{\infty} [(2 \nu \tau \cdot F(f))^2 / 2] df \right]^{\frac{1}{2}} \quad (9)$$

where: $\nu \tau$ = area of pulse having a uniform frequency spectrum

This gives:

$$U_{rms} = \sqrt{2} \cdot \nu \tau \cdot \sqrt{n} \left[\int_{-\infty}^{\infty} F^2(f) df \right]^{\frac{1}{2}} \quad (10)$$

which, from equation (4), gives:

$$U_{rms} = \sqrt{2} \cdot \nu \tau \cdot \sqrt{n} \sqrt{\Delta f} \quad (11)$$

From equation (11), the amplitude relationship may be deduced by taking:

$$U_{rms} = 2 \text{ mV}$$

$$n = 100 \text{ Hz}$$

thus:

$$\nu \tau = (100 \sqrt{2}) / \sqrt{\Delta f} \text{ } \mu\text{Vs} \quad (12)$$

or from equation (7):

$$\nu \tau = 139 / \sqrt{B_3} \text{ } \mu\text{Vs} \quad (13)$$

P3. Calculation of overload factor

The overload factor corresponding to a pulse repetition frequency of n Hz is calculated as follows:

From equation (11):

$$U_{rms} = \sqrt{2} \cdot \nu \tau \cdot \sqrt{\Delta f} \cdot \sqrt{n}$$

from equation (1):

$$A(t)_{peak} = 0.944 \nu \tau \cdot \omega_0 \text{ (for } G = 1)$$

thus overload factor:

$$A(t)_{peak} / \sqrt{2} \cdot U_{rms} = 1.27 \sqrt{\frac{B_3}{n}} \quad (14)$$

P4. 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 $(\nu \tau)_{r.m.s.}$ which is equivalent to a sine-wave signal of 2 mV is, from equation (13):

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

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

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

when reference is made to the bandwidth at 6 dB.

Dans le cas de l'indicateur de quasi-crête C.I.S.P. R. l'aire de l'impulsion $(\nu\tau)_{qc}$ qui est équivalente à un signal sinusoïdal de 2 mV est définie comme suit:

- pour la gamme de fréquences de 0,15 MHz à 30 MHz:

$$(\nu\tau)_{qc} = 0,316 \text{ } \mu\text{Vs}$$

- pour la gamme de fréquences de 25 MHz à 1 000 MHz:

$$(\nu\tau)_{qc} = 0,044 \text{ } \mu\text{Vs}$$

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 un, on trouve pour le rapport $(\nu\tau)_{eff}/(\nu\tau)_{qc}$ les valeurs suivantes:

- pour la gamme de fréquences de 0,15 MHz à 30 MHz:

$$(\nu\tau)_{eff} / (\nu\tau)_{qc} = 14,2 \text{ dB}$$

- pour la gamme de fréquences de 25 MHz à 1 000 MHz:

$$(\nu\tau)_{eff} / (\nu\tau)_{qc} = 20,1 \text{ dB}$$

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.

For the C.I.S.P.R. quasi-peak apparatus, the value of pulse $(\nu\tau)_{qp}$ which is equivalent to a sine-wave signal of 2 mV is as follows:

- for the frequency range 0.15 MHz to 30 MHz:

$$(\nu\tau)_{qp} = 0.316 \text{ } \mu\text{Vs}$$

- for the frequency range 25 MHz to 1 000 MHz:

$$(\nu\tau)_{qp} = 0.044 \text{ } \mu\text{Vs}$$

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

- for the frequency range 0.15 MHz to 30 MHz:

$$(\nu\tau)_{rms} / (\nu\tau)_{qp} = 14.2 \text{ dB}$$

- for the frequency range 25 MHz to 1 000 MHz:

$$(\nu\tau)_{rms} / (\nu\tau)_{qp} = 20.1 \text{ dB}$$

These relationships are valid for a pulse repetition frequency of 100 Hz. At other repetition frequencies, it is necessary to use the corresponding pulse response curves.

ANNEXE Q

MESURES PRÉCISES À LA SORTIE DES GÉNÉRATEURS D'IMPULSIONS DE L'ORDRE DE LA NANOSECONDE

Q1. Introduction

L'annexe D prescrit une procédure bien définie pour déterminer la réponse aux impulsions brèves d'un appareil de mesure des perturbations radioélectriques. L'expérience a montré que des méthodes différentes pouvaient être utilisées.

En particulier, des ondes à radiofréquences modulées en impulsions peuvent être utilisées à la place d'impulsions vidéo et les caractéristiques du spectre peuvent être mesurées de différentes façons. Les mesures précises de la puissance de sortie délivrée par un générateur d'impulsions de l'ordre de la nanoseconde sont difficiles. Ces points sont examinés dans la présente annexe.

Q2. Correspondance en amplitude

La correspondance en amplitude $R(f, F)$ entre la tension d'une onde sinusoïdale et l'impulsion donnant la même elongation de l'appareil de mesure des perturbations pour une fréquence de répétition F des impulsions est définie par:

$$R(f, F) = \frac{U}{S(f)}$$

où $S(f)$ désigne l'amplitude du spectre de l'impulsion à l'entrée supposée uniforme à l'intérieur de la bande passante et où U représente la valeur efficace de la tension de l'onde sinusoïdale à l'entrée à la fréquence d'accord (f).

Note. – La valeur de l'amplitude du spectre d'une tension quelconque $V(t)$ à la fréquence f est donnée par la relation:

$$S(f) = 2 \left| \int_{-\infty}^{+\infty} V(t) e^{-j2\pi ft} dt \right| \text{ volt seconde}$$

Les valeurs requises pour $F = 100$ Hz sont les suivantes:

$R_{100} = 3 \frac{1}{160 \text{ seconde}}$ dans la bande de fréquences comprise entre 0,15 MHz et 30 MHz (selon la section un, bande B), et $R_{100} = 22 \frac{1}{700 \text{ seconde}}$ dans la bande de fréquences comprise entre 30 MHz et 1 000 MHz (selon la section un, bandes C et D).

On admet une tolérance de $\pm 1,5$ dB pour la valeur de R (à 100 impulsions par seconde).

Q3. Mesure de l'amplitude du spectre

Des recherches théoriques et pratiques ont montré que, pour autant qu'elles soient appliquées avec soin, les méthodes suivantes permettent la mesure précise de l'amplitude du spectre.

Q3.1 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 et ayant une caractéristique d'amplitude symétrique et une carac-

APPENDIX Q

ACCURATE MEASUREMENTS OF THE OUTPUT OF NANOSECOND PULSE GENERATORS

Q1. Introduction

Appendix D prescribes a definite procedure for determining the response of radio interference measuring apparatus to short pulses. Experience has shown that alternative methods can be used.

In particular, pulse-modulated radio-frequency carriers may be substituted for video pulses, and the spectrum intensity can be measured in various ways. Accurate measurements of the output of nanosecond pulse generators are difficult. These matters are discussed in this appendix.

Q2. Amplitude relationship

The amplitude relationship $R(f, F)$ between the sine-wave and the pulse giving the same response on the interference measuring apparatus, at a pulse-repetition frequency F , is defined as:

$$R(f, F) = \frac{U}{S(f)}$$

where $S(f)$ is the spectrum amplitude of the input pulse voltage, which is assumed to be uniform within the passband, and U is the effective value of the input sine-wave voltage at the tuning frequency (f).

Note. – The value of the spectrum amplitude of any applied voltage $V(t)$ at the frequency f is given by the relation:

$$S(f) = 2 \left| \int_{-\infty}^{+\infty} V(t) e^{-j2\pi ft} dt \right| \text{ volt second}$$

The required values at $F = 100$ Hz are as follows:

$R_{100} = 3\,160 \frac{1}{\text{second}}$ within the frequency range of 0.15 MHz to 30 MHz (in accordance with Section One, range B), and $R_{100} = 22\,700 \frac{1}{\text{second}}$ within the frequency range of 30 MHz to 1 000 MHz (in accordance with Section One, ranges C and D).

A tolerance of ± 1.5 dB in the value of R is allowed (at 100 pps repetition rate).

Q3. Measurement of spectrum amplitude

Theoretical and practical investigations have shown that, when applied with reasonable care, accurate methods of measurement include the following:

Q3.1 Area method

The pulses to be measured are fed through a narrow band filter whose band-pass is centred at frequency f having a symmetrical amplitude characteristic, and an asymmetrical phase characteristic

téristique de phase asymétrique (on peut utiliser un amplificateur, pourvu qu'il travaille dans une partie linéaire de sa caractéristique).

La surface totale incluse sous 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 [1].

$$S(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} A(t, f) dt$$

où $A(t, f)$ 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 à fréquence intermédiaire attaque directement un oscillographe pour les mesures de surface [2].

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 , la grandeur $S(f)$ est fixée et définie par le double de l'aire limitée par l'impulsion (volt seconde). Avec un oscillographe convenable (par exemple, pour les impulsions de l'ordre de la nanoseconde, un oscillographe à échantillonnage), cette aire peut être mesurée directement en tenant compte du signe des différentes parties qui la composent.

Q3.2 Méthode de la ligne de transmission

Une ligne de transmission de longueur correspondant à un temps de propagation τ , et chargée sous une tension V_0 est déchargée dans une résistance de charge 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. Comme il a été démontré à la référence [3], l'amplitude du spectre $S(f)$ a pour valeur $2 V_0 \tau$ dans la région des fréquences basses du spectre de l'impulsion, où l'amplitude est constante à toute fréquence; cette amplitude est en outre indépendante de certaines impédances parasites entre la ligne et sa résistance de charge (inductance ou résistance) et de la durée non nulle de la commutation. La valeur $S(f)$ peut être calculée directement à partir de V_0 et τ dans la bande de fréquences où les mesures ont montré que l'amplitude du spectre était constante.

Q3.3 Mesures des harmoniques [4]

Cette méthode peut être utilisée pour des générateurs d'impulsions produisant des impulsions avec une fréquence de répétition suffisamment élevée et stable.

Lorsque cette 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'amplitude du spectre peut être ainsi déterminée:

$$\Phi(F, k) = \frac{V_k}{F} = \frac{V \sqrt{2}}{F}$$

où $V_k = V \sqrt{2}$ est la valeur de crête de la composante harmonique de rang k . Le générateur d'impulsions peut ensuite être utilisé pour étalonner la caractéristique de réponse aux impulsions d'un récepteur C.I.S.P.R. dans lequel la bande passante est suffisamment large pour englober de nombreuses composantes harmoniques (approximativement dix ou davantage dans la bande à 6 dB).

Q3.4 Méthode énergétique [4], [5]

Dans une autre méthode qu'on étudie actuellement, on compare la puissance produite par une source thermique (résistance) à celle produite par le générateur d'impulsions. Toutefois, la précision

(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 [1].

$$S(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} A(t, f) dt$$

where $A(t, f)$ is the magnitude of the envelope due to a single isolated pulse (expressed in terms of equivalent input sine-wave voltage).

In applying this formula, the intermediate-frequency amplifier of a low-frequency receiver or an interference measuring apparatus 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 [2].

In a variation of this method, it may be noted that, for pulses of duration much shorter than the period of the frequency f , the quantity $S(f)$ is fixed and equal to twice the pulse strength, where the pulse strength is defined as the area under the pulse (volt-second). With a suitable oscilloscope (for example, for nanosecond pulses, a sampling oscilloscope is required), this area can be measured directly taking into account the sign of different parts of it.

Q3.2 Standard transmission line method

A transmission line of length corresponding to a propagation time τ and charged to a voltage V_0 is discharged into a load resistance equal to the characteristic impedance of the line. The transmission line is here considered to consist of the actual line as well as the charged section of the line contained in the switch housing. As is shown in reference [3], the spectrum amplitude $S(f)$ has the value $2V_0\tau$ in the low-frequency portion of the spectrum of the resulting pulse in which the spectrum 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. The value $S(f)$ may be calculated directly from the measurement values of V_0 and τ in the frequency range in which the measured spectrum amplitude has been found to be constant.

Q3.3 Harmonic measurement [4]

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 apparatus, the latter may select one line from the pulse spectrum. In this case, the spectrum amplitude may be determined as follows:

$$\Phi(F, k) = \frac{V_k}{F} = \frac{V\sqrt{2}}{F}$$

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 C.I.S.P.R. measuring apparatus in which the bandwidth is sufficiently wide to accept many harmonic components (approximately ten or more within the 6 dB bandwidth).

Q3.4 Energy method [4], [5]

Another method which is currently being studied compares the power produced by a thermal source (resistor) with that produced by the pulse generator. However, the accuracy obtained with

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.

Q4. Caractéristiques requises pour le spectre du générateur d'impulsions

Pour être utilisable pour les étalonnages, un générateur doit avoir les caractéristiques suivantes:

- Q4.1 Pour déterminer la conformité au paragraphe 2.1, l'amplitude du spectre doit être connue avec une erreur ne dépassant pas $\pm 0,5$ dB.
- Q4.2 La fréquence de répétition des impulsions doit être connue avec une erreur ne dépassant pas 1%.
- Q4.3 Pour déterminer la conformité au paragraphe 2.2, l'amplitude du spectre des impulsions ne doit pas dépendre de la fréquence de répétition.
- Q4.4 Pour déterminer la conformité aux paragraphes 2.1 et 2.2, le spectre du générateur doit être uniforme dans la bande passante du récepteur C.I.S.P.R. Cette exigence est considérée comme satisfaite dans les cas suivants:
- Q4.4.1 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.
- Q4.4.2 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 -6 dB.

Dans les deux cas, on admet que l'amplitude du spectre est égale à sa valeur à la fréquence d'accord.

Bibliographie

- [1] D. B. Geselowitz, I.E.E.E. Transaction on radio frequency interference, 1961.
- [2] C.I.S.P.R./GT1 (Sweden) 12, mai 1969.
- [3] C.I.S.P.R./GT1 (Belgium/Jespers) (UK/Jackson) 6, mars 1966.
- [4] N° 3, 1970, voir aussi C.I.S.P.R./GT1 (Fastovsky-Pereverzev) 5, mars 1969.
- [5] R. B. Andrews, Jr., An impulse spectral intensity system, I.E.E.E. Transactions on instrumentation and measurement, Vol. IM-15 N° 4, décembre 1966.

Note du Secrétariat. – Le Secrétariat du C.I.S.P.R. ne détient pas d'exemplaires des documents ci-dessus. Pour en obtenir, on est prié de s'adresser au membre national du Groupe de Travail concerné.