

**NORME
INTERNATIONALE
INTERNATIONAL
STANDARD**

**CEI
IEC**

60235-2E

Première édition
First edition
1976-01

Cinquième complément à la Publication 60235-2 (1972)

**Mesure des caractéristiques électriques
des tubes pour hyperfréquences**

Deuxième partie: Mesures générales
Chapitre VI: Méthodes de mesure des effets
non linéaires

Fifth supplement to Publication 60235-2 (1972)

**Measurement of the electrical properties
of microwave tubes**

Part 2: General measurements
Chapter VI: Methods of measuring the effects
of non-linearity



Numéro de référence
Reference number
CEI/IEC 60235-2E: 1976

Numéros des publications

Depuis le 1er janvier 1997, les publications de la CEI sont numérotées à partir de 60000.

Publications consolidées

Les versions consolidées de certaines publications de la CEI incorporant les amendements sont disponibles. Par exemple, les numéros d'édition 1.0, 1.1 et 1.2 indiquent respectivement la publication de base, la publication de base incorporant l'amendement 1, et la publication de base incorporant les amendements 1 et 2.

Validité de la présente publication

Le contenu technique des publications de la CEI est constamment revu par la CEI afin qu'il reflète l'état actuel de la technique.

Des renseignements relatifs à la date de reconfirmation de la publication sont disponibles dans le Catalogue de la CEI.

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

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

Terminologie, symboles graphiques et littéraux

En ce qui concerne la terminologie générale, le lecteur se reportera à la CEI 60050: *Vocabulaire Electrotechnique International* (VEI).

Pour les symboles graphiques, les symboles littéraux et les signes d'usage général approuvés par la CEI, le lecteur consultera la CEI 60027: *Symboles littéraux à utiliser en électrotechnique*, la CEI 60417: *Symboles graphiques utilisables sur le matériel. Index, relevé et compilation des feuilles individuelles*, et la CEI 60617: *Symboles graphiques pour schémas*.

* Voir adresse «site web» sur la page de titre.

Numbering

As from 1 January 1997 all IEC publications are issued with a designation in the 60000 series.

Consolidated publications

Consolidated versions of some IEC publications including amendments are available. For example, edition numbers 1.0, 1.1 and 1.2 refer, respectively, to the base publication, the base publication incorporating amendment 1 and the base publication incorporating amendments 1 and 2.

Validity of this publication

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

Information relating to the date of the reconfirmation of the publication is available in the IEC catalogue.

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

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

Terminology, graphical and letter symbols

For general terminology, readers are referred to IEC 60050: *International Electrotechnical Vocabulary* (IEV).

For graphical symbols, and letter symbols and signs approved by the IEC for general use, readers are referred to publications IEC 60027: *Letter symbols to be used in electrical technology*, IEC 60417: *Graphical symbols for use on equipment. Index, survey and compilation of the single sheets* and IEC 60617: *Graphical symbols for diagrams*.

* See web site address on title page.

**NORME
INTERNATIONALE
INTERNATIONAL
STANDARD**

**CEI
IEC**

60235-2E

Première édition
First edition
1976-01

Cinquième complément à la Publication 60235-2 (1972)

**Mesure des caractéristiques électriques
des tubes pour hyperfréquences**

Deuxième partie: Mesures générales
Chapitre VI: Méthodes de mesure des effets
non linéaires

Fifth supplement to Publication 60235-2 (1972)

**Measurement of the electrical properties
of microwave tubes**

Part 2: General measurements
Chapter VI: Methods of measuring the effects
of non-linearity

© IEC 1976 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 photo-
copie et les microfilms, sans l'accord écrit de l'éditeur.

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

International Electrotechnical Commission
Telefax: +41 22 919 0300

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



Commission Electrotechnique Internationale
International Electrotechnical Commission
Международная Электротехническая Комиссия

CODE PRIX
PRICE CODE

S

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

SOMMAIRE

	Pages
PRÉAMBULE	4
PRÉFACE	4

CHAPITRE VI: MÉTHODES DE MESURE DES EFFETS NON LINÉAIRES

Articles

26. Introduction au chapitre VI	6
27. Définitions	6
28. Théorie fondamentale	10
29. Mesure des effets non linéaires en présence de porteuses avec et sans modulation	12
30. Mesure des effets non linéaires par l'utilisation de la méthode de bruit blanc	22
31. Définitions et méthode de mesure de la compression de l'impulsion en télévision	26
FIGURES	30
ANNEXE E — Distorsions provoquées par un dispositif électronique	38
ANNEXE F — Distorsion non linéaire d'amplitude	40
ANNEXE G — Distorsion non linéaire de phase	42

CONTENTS

	Page
FOREWORD.....	5
PREFACE	5

CHAPTER VI: METHODS OF MEASURING THE EFFECTS OF NON-LINEARITY

Clause

26. Introduction to Chapter VI.....	7
27. Definitions	7
28. Basic theory	11
29. Measurement of the effects of non-linearity using carriers with and without modulation.....	13
30. Measurement of the effects of non-linearity using the white-noise method	23
31. Definition and measurement for television pulse compression.....	27
FIGURES	30
APPENDIX E — Distortions caused by an electronic device.....	39
APPENDIX F — Non-linear amplitude distortion	41
APPENDIX G — Non-linear phase distortion	43

COMMISSION ÉLECTROTECHNIQUE INTERNATIONALE

Cinquième complément à la Publication 235-2 (1972)

MESURE DES CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES
DES TUBES POUR HYPERFRÉQUENCES

Deuxième partie: Mesures générales

CHAPITRE VI: MÉTHODES DE MESURE DES EFFETS NON LINÉAIRES

PRÉAMBULE

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

PRÉFACE

La présente norme a été établie par le Comité d'Etudes N° 39 de la CEI: Tubes électroniques, et le Sous-Comité 39A: Tubes pour hyperfréquences.

Elle constitue le cinquième complément à la Publication 235-2 de la CEI et comporte le chapitre VI traitant de certains aspects relatifs à la mesure des effets non linéaires dans les tubes pour hyperfréquences.

La présente norme est issue des documents 39(Bureau Central)262, 267 et 271.

A la suite de la réunion tenue à Paris en 1971, le Comité d'Etudes N° 39, aidé par le Sous-Comité 39A, a soumis le projet, document 39(Bureau Central)262, à l'approbation des Comités nationaux suivant la Règle des Six Mois en septembre 1973. Des modifications, document 39(Bureau Central)281, furent soumises à l'approbation des Comités nationaux selon la Procédure des Deux Mois en février 1975.

Les pays suivants se sont prononcés explicitement en faveur de la publication:

Allemagne	France	Royaume-Uni
Belgique	Italie	Suisse
Canada	Japon	Tchécoslovaquie
Egypte	Pays-Bas	Turquie
Espagne	Pologne	Union des Républiques
Etats-Unis d'Amérique	Roumanie	Socialistes Soviétiques
Finlande		

Un projet traitant de la méthode de bruit blanc fut diffusé en décembre 1972, à la suite de quoi le Comité d'Etudes N° 39, aidé par le Sous-Comité 39A, a soumis le projet, document 39(Bureau Central)271, à l'approbation des Comités nationaux suivant la Règle des Six Mois en avril 1974.

Les pays suivants se sont prononcés explicitement en faveur de la publication:

Allemagne	France	Royaume-Uni
Australie	Israël	Tchécoslovaquie
Belgique	Italie	Turquie
Canada	Pays-Bas	Union des Républiques
Egypte	Pologne	Socialistes Soviétiques
Finlande		

Lors de la réunion tenue à Paris en 1971, il fut décidé que le Comité national allemand préparerait un projet concernant la définition et la méthode de mesure de la compression de l'impulsion en télévision, projet devant être incorporé à cette publication. Un premier projet fut diffusé en octobre 1972, après quoi le projet, document 39(Bureau Central)267, fut soumis à l'approbation des Comités nationaux suivant la Règle des Six Mois en octobre 1973.

Les pays suivants se sont prononcés explicitement en faveur de la publication:

Argentine	Israël	Suisse
Belgique	Italie	Tchécoslovaquie
Finlande	Pays-Bas	Turquie
Etats-Unis d'Amérique	Roumanie	Union des Républiques
France	Royaume-Uni	Socialistes Soviétiques

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION

Fifth supplement to Publication 235-2 (1972)

MEASUREMENT OF THE ELECTRICAL PROPERTIES
OF MICROWAVE TUBES

Part 2: General measurements

CHAPTER VI: METHODS OF MEASURING THE EFFECTS OF NON-LINEARITY

FOREWORD

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

PREFACE

This standard has been prepared by Technical Committee No. 39, Electronic Tubes, and Sub-Committee 39A, Microwave Tubes.

It forms the fifth supplement to IEC Publication 235-2 and contains Chapter VI dealing with some aspects of measuring non-linearity in microwave tubes.

This standard includes material from Documents 39(Central Office)262, 267 and 271.

Following the meeting held in Paris in 1971, Technical Committee No. 39, assisted by Sub-Committee 39A, submitted the draft, Document 39(Central Office)262, to the National Committees for approval under the Six Months' Rule in September 1973. Amendments, Document 39(Central Office)281, were submitted to the National Committees for approval under the Two Months' Procedure in February 1975.

The following countries voted explicitly in favour of publication:

Belgium	Italy	Switzerland
Canada	Japan	Turkey
Czechoslovakia	Netherlands	Union of Soviet
Egypt	Poland	Socialist Republics
Finland	Romania	United Kingdom
France	Spain	United States of America
Germany		

A draft dealing with the "white-noise method" was circulated in December 1972 following which Technical Committee No. 39, assisted by Sub-Committee 39A, submitted the draft, Document 39(Central Office)271, to the National Committees for approval under the Six Months' Rule in April 1974.

The following countries voted explicitly in favour of publication:

Australia	France	Poland
Belgium	Germany	Turkey
Canada	Israel	Union of Soviet
Czechoslovakia	Italy	Socialist Republics
Egypt	Netherlands	United Kingdom
Finland		

During the meeting held in Paris in 1971, it was decided that the German National Committee would prepare a draft on the definition and measurement of television pulse compression for inclusion in this publication. A first draft was circulated in October 1972 as a result of which the draft, Document 39(Central Office)267, was submitted to the National Committees for approval under the Six Months' Rule in October 1973.

The following countries voted explicitly in favour of publication:

Argentina	Israel	Turkey
Belgium	Italy	Union of Soviet
Czechoslovakia	Netherlands	Socialist Republics
Finland	Romania	United Kingdom
France	Switzerland	United States of America

Cinquième complément à la Publication 235-2 (1972)
MESURE DES CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES
DES TUBES POUR HYPERFRÉQUENCES

Deuxième partie: Mesures générales

CHAPITRE VI: MÉTHODES DE MESURE DES EFFETS NON LINÉAIRES

26. Introduction au chapitre VI

Le présent chapitre comprend les termes et définitions, la théorie fondamentale et les méthodes de mesure recommandées des effets non linéaires dans les tubes électroniques.

Bien que ce chapitre traite, avant tout, des tubes électroniques, son domaine d'application peut être également étendu à d'autres dispositifs électroniques. Dans le texte de ce chapitre, les deux termes: tube (électronique) et dispositif (électronique), sont utilisés.

27. Définitions

27.1 Intermodulation

Production de puissance à des fréquences égales aux sommes et aux différences de deux ou plusieurs fréquences d'excitation et de leurs harmoniques, lorsque les fréquences d'excitation fournissent simultanément de la puissance à un dispositif possédant des caractéristiques non linéaires.

27.2 Produit d'intermodulation

Composante de la puissance de sortie produite par intermodulation.

Note. — Pour une puissance d'entrée aux fréquences f_1, f_2, f_3 , etc., les fréquences des produits d'intermodulation sont $\pm pf_1, \pm qf_2, \pm rf_3$, etc., où p, q, r , etc., sont des nombres entiers positifs, y compris 0.

27.3 Ordre d'un produit d'intermodulation

Somme ($n = p + q$) de deux nombres entiers positifs identifiant la fréquence d'un produit d'intermodulation à la sortie d'un dispositif en fonction des fréquences de deux porteuses appliquées simultanément à l'entrée.

27.4 Rapport d'intermodulation

Rapport, généralement exprimé en décibels, d'un niveau de puissance de référence spécifié au niveau de puissance d'un produit d'intermodulation spécifié.

27.5 Distorsion d'intermodulation

Intermodulation indésirable.

27.6 Transmodulation

Modulation indésirable d'une porteuse par la modulation d'une autre porteuse de fréquence différente, résultant de l'intermodulation.

27.6.1 Transfert modulation d'amplitude/modulation d'amplitude

Transmodulation produisant une modulation d'amplitude d'une porteuse, résultant de la modulation d'amplitude d'une autre porteuse de fréquence différente.

Fifth supplement to Publication 235-2 (1972)

MEASUREMENT OF THE ELECTRICAL PROPERTIES
OF MICROWAVE TUBES

Part 2: General measurements

CHAPTER VI: METHODS OF MEASURING THE EFFECTS OF NON-LINEARITY

26. Introduction to Chapter VI

This chapter provides terms, definitions, basic theory and recommended methods of measurement of the effects of non-linearity in electronic tubes.

Although this chapter is primarily intended for electronic tubes, it may obtain a wider field of application by being used also for other electronic devices. In the text of this chapter, both the terms (electronic) device and (electronic) tube have been used.

27. Definitions

27.1 *Intermodulation*

The generation of power at frequencies equal to the sums and differences of two or more driving frequencies and their harmonics, when the driving frequencies simultaneously apply power to a device having a non-linear characteristic.

27.2 *Intermodulation product*

A component of output power generated by intermodulation.

Note. — For input power at frequencies f_1, f_2, f_3 , etc., the frequencies of the intermodulation products are $\pm pf_1, \pm qf_2, \pm rf_3$, etc., where p, q, r , etc., are positive integers, 0 included.

27.3 *Order of an intermodulation product*

The sum ($n = p + q$) of two positive integers identifying the frequency of an intermodulation product at the output of a device as a function of the frequencies of two carriers applied simultaneously at the input.

27.4 *Intermodulation ratio*

The ratio, usually expressed in decibels, of (1) a stated reference power level to (2) the power level of a stated intermodulation product.

27.5 *Intermodulation distortion*

Unwanted intermodulation.

27.6 *Cross-modulation*

Unwanted modulation of a carrier by the modulation of another carrier of a different frequency as a result of intermodulation.

27.6.1 *A.M.-A.M. transfer*

Cross-modulation resulting in amplitude modulation of a carrier as the result of amplitude modulation of another carrier of a different frequency.

27.6.2 *Transfert modulation d'amplitude/modulation de phase*

Transmodulation produisant une modulation de phase d'une porteuse, résultant de la modulation d'amplitude d'une autre porteuse de fréquence différente.

27.6.3 *Transfert modulation de phase/modulation de phase*

Transmodulation produisant une modulation de phase d'une porteuse, résultant de la modulation de phase d'une autre porteuse de fréquence différente.

27.6.4 *Facteur de transfert modulation d'amplitude/modulation d'amplitude*

Rapport de la profondeur de modulation d'amplitude indésirable d'une porteuse à la sortie à la profondeur de modulation d'amplitude d'une autre porteuse à l'entrée, cette dernière étant responsable de la modulation indésirable observée.

Ce facteur peut être exprimé en décibels/décibels ou pour-cent/pour-cent.

27.6.5 *Coefficient de transfert modulation d'amplitude/modulation de phase*

Quotient du déphasage indésirable entre la sortie et l'entrée d'une porteuse par la profondeur de modulation d'amplitude d'une autre porteuse à l'entrée, cette dernière étant responsable du déphasage indésirable observé.

Le coefficient est généralement exprimé en degrés par décibel.

27.6.6 *Facteur de transfert modulation de phase/modulation de phase*

Rapport du déphasage indésirable entre la sortie et l'entrée d'une porteuse au déphasage d'une autre porteuse modulée en phase, cette dernière étant responsable du déphasage indésirable observé.

Ce facteur est généralement exprimé en degrés/décibels.

27.7 *Conversion modulation d'amplitude/modulation de phase*

Modulation de phase indésirable d'une porteuse, résultant de la modulation d'amplitude de la même porteuse.

27.7.1 *Coefficient de conversion modulation d'amplitude/modulation de phase*

Quotient du déphasage indésirable entre la sortie et l'entrée d'une porteuse par la profondeur de la modulation d'amplitude de la même porteuse à l'entrée, cette dernière étant responsable du déphasage indésirable observé.

Ce coefficient est généralement exprimé en degrés par décibel.

27.8 *Compression*

Effet consistant dans la diminution du gain d'un dispositif amplificateur électronique non linéaire lorsque le niveau de la puissance d'excitation fournie à l'entrée augmente.

27.9 *Expansion*

Effet consistant dans l'augmentation du gain d'un dispositif amplificateur électronique non linéaire lorsque le niveau de la puissance d'excitation fournie à l'entrée augmente.

27.10 *Gain différentiel de puissance (gain dynamique de puissance)*

Rapport de la variation de la puissance de sortie à une faible variation de la puissance fournie à l'entrée (puissance d'excitation) qui en est la cause.

27.6.2 *A.M.-P.M. transfer*

Cross-modulation resulting in phase modulation of a carrier as the result of amplitude modulation of another carrier of a different frequency.

27.6.3 *P.M.-P.M. transfer*

Cross-modulation resulting in phase modulation of a carrier as the result of phase modulation of another carrier of a different frequency.

27.6.4 *A.M.-A.M. transfer factor*

The ratio of (1) the depth of unwanted amplitude modulation of a carrier at the output to (2) the depth of the causative amplitude modulation of another carrier at the input.

The factor may be expressed in decibels/decibels or per cent/per cent.

27.6.5 *A.M.-P.M. transfer coefficient*

The quotient of (1) the unwanted deviation in phase of the output relative to the input of a carrier by (2) the depth of the causative amplitude modulation of another carrier at the input.

The coefficient is usually expressed in degrees per decibel.

27.6.6 *P.M.-P.M. transfer factor*

The ratio of (1) the unwanted deviation in phase if the output relative to the input of a carrier to (2) the causative deviation in phase of another phase modulated carrier.

The factor is usually expressed in degrees/degrees.

27.7 *A.M.-P.M. conversion*

Unwanted phase modulation of a carrier as the result of amplitude modulation of the same carrier.

27.7.1 *A.M.-P.M. conversion coefficient*

The quotient of (1) the unwanted deviation in phase of the output relative to the input of a carrier by (2) the depth of the causative amplitude modulation of the same carrier at the input.

The coefficient is usually expressed in degrees per decibel.

27.8 *Compression*

An effect by which the gain of a non-linear amplifying electronic device decreases when the level of the input (drive) is increased.

27.9 *Expansion*

An effect by which the gain of a non-linear amplifying electronic device increases when the level of the input (drive) is increased.

27.10 *Incremental power gain (dynamic power gain)*

The ratio of (1) the incremental change of output power to (2) the causative incremental change of input (driving) power.

27.11 *Gain différentiel*

Rapport de la valeur minimale à la valeur maximale du gain pour une petite modulation d'amplitude à une fréquence donnée (par exemple 4,43 MHz) entre deux niveaux donnés de la porteuse à l'entrée (ou à la sortie).

Note (illustrant les paragraphes 27.10 et 27.11). — A titre d'exemple, dans la figure 50, page 30, le gain différentiel de puissance au point Y est égal à la pente de la courbe en ce point. Le gain différentiel à un niveau de puissance d'entrée très bas est le gain en petit signal. Comme le montrent les figures, la condition d'une linéarité parfaite de la constance du gain dans un dispositif correspond à un gain différentiel nul et à une valeur constante du gain différentiel de puissance.

27.12 *Gain différentiel de tension (gain dynamique en tension)*

Rapport de la variation de la tension de sortie à une faible variation de la tension appliquée à l'entrée (tension d'excitation) qui en est la cause.

27.13 *Linéarité du gain de tension*

Rapport de la valeur minimale à la valeur maximale du gain pour les échelons individuels d'une modulation d'amplitude en escalier, entre deux niveaux donnés de la porteuse à l'entrée (ou à la sortie).

27.14 *Facteur de compression (et d'expansion)*

Rapport de la différence entre le gain de puissance et le gain différentiel de puissance au gain de puissance, lorsque ces deux valeurs sont exprimées numériquement.

27.15 *Différence de phase*

Différence de phase maximale de l'enveloppe d'une porteuse modulée en amplitude à la sortie d'un dispositif, entre deux niveaux spécifiés de la porteuse à l'entrée (ou à la sortie).

27.16 *Suroscillation transitoire*

Ecart maximal de la réponse en amplitude à la sortie d'un dispositif par rapport à une fonction échelon de la modulation de la porteuse d'entrée.

27.17 *Variation de la réponse en fréquence de la bande latérale en fonction du niveau*

Variation de la réponse en fréquence de la bande latérale en fonction de la puissance de sortie de la porteuse lorsque l'équilibre thermique est réalisé.

28. **Théorie fondamentale**

Des distorsions se produisent dans les systèmes électroniques, tant passifs qu'actifs.

La présente norme traite de la mesure de ces distorsions se produisant dans des dispositifs actifs fonctionnant à des niveaux de saturation ou approchant de la saturation, lorsque le gain et la phase sont des fonctions de la puissance d'entrée (voir annexe E).

Le fonctionnement non linéaire produit un transfert de modulation des porteuses modulées et, d'une manière générale, donne naissance à des harmoniques et à des produits d'intermodulation, comme indiqué dans les annexes F et G.

A bas niveau de la puissance d'entrée, les tubes électroniques se comportent généralement d'une manière linéaire. Lorsque la puissance d'entrée augmente, on atteint peu à peu la saturation. Lorsque le nombre de fréquences apparaissant comme composantes de la puissance d'entrée augmente, le nombre de composantes de la puissance non présentes à l'entrée augmente encore plus rapidement.

Par conséquent, la puissance de sortie maximale utilisable d'un dispositif électronique est atteinte lorsque l'une quelconque de ces composantes de sortie a atteint les limites maximales acceptables.

Le tableau ci-après illustre la façon dont le nombre de composantes de la puissance de sortie prolifère.

Dans la colonne de gauche, chaque ligne montre une composition donnée des composantes de la puissance d'entrée, et les composantes nouvelles de la puissance qui en résultent apparaissant à la sortie sont indiquées dans la colonne de droite.

27.11 *Differential gain (gain difference)*

The ratio of (1) the minimum to (2) the maximum gain of a small amplitude modulation at a stated frequency (e.g. 4.43 MHz) between two stated levels of the carrier at the input (or output).

Note (illustrative of Sub-clauses 27.10 and 27.11). — As an example in Figure 50, page 30, the incremental power gain at point Y is equal to the slope of the curve at this point. The incremental gain at a very low input power level is the small-signal gain. As illustrated in the figures, the condition of perfect linearity of gain constancy in a device corresponds to zero differential gain and a constant value of incremental power gain.

27.12 *Incremental voltage gain (dynamic voltage gain)*

The ratio of (1) the incremental change of output voltage to (2) the causative incremental change of input (driving) voltage.

27.13 *Voltage gain linearity*

The ratio of (1) the minimum to (2) the maximum gain of individual steps of a staircase amplitude modulation, between two stated levels of the carrier at the input (or output).

27.14 *Compression (and expansion) factor*

The ratio of (1) the difference between the power gain and the incremental power gain to (2) the power gain, when both values are expressed numerically.

27.15 *Differential phase*

The maximum difference in phase of the envelope of an amplitude-modulated carrier at the output of a device, between two stated levels of the carrier at the input (or output).

27.16 *Transient overswing*

The maximum deviation of the output amplitude response of a device from a step function modulation of the input carrier.

27.17 *Level dependency of sideband frequency response*

The dependency of sideband frequency response on carrier output power at thermal equilibrium.

28. **Basic theory**

Distortions occur in electronic systems that are passive as well as those that are active.

This standard is concerned with measuring those distortions which occur in active devices operated at or near saturation, where gain and phase are functions of the input power (see Appendix E).

Non-linear operation results in modulation transfer of modulated carriers and, in general, the appearance of harmonics and intermodulation products, as shown in Appendices F and G.

At low input power levels, electronic tubes generally behave in a linear manner. As input driving power is increased, saturation is progressively approached. As the number of frequencies appearing as components of the input driving power is increased, the number of components of power not present in the input increases even more rapidly.

Thus the maximum useful output power of an electronic device is reached when any one of these output components has reached its maximum acceptable limits.

The following table illustrates the manner in which the number of output power components proliferate.

In the column at the left, each row shows a stated composition of input drive power components and the consequential new components of power appearing in the output are shown in the column at the right.

Le total des composantes de la sortie correspondant à cette entrée comprend le total de celles indiquées sur cette ligne *et sur toutes les lignes au-dessus*.

TABLEAU I

Composition du signal d'entrée	Composantes nouvelles à la sortie
Une seule porteuse non modulée	Harmoniques plus compression de la porteuse
Deux ou plus de deux porteuses non modulées	Produits d'intermodulation
Modulation à fréquence unique d'une porteuse	Produits d'intermodulation apparaissant sous forme de bandes latérales provenant des harmoniques de la fréquence modulante
Modulation à fréquences multiples d'une porteuse	Produits d'intermodulation apparaissant sous forme de bandes latérales provenant de l'intermodulation des fréquences modulantes
Deux porteuses, dont une modulée	Transmodulation des porteuses non modulées et composantes en résultant
Deux porteuses, toutes deux modulées	Transmodulation de chaque porteuse et de ses produits d'intermodulation par l'autre porteuse et tous les produits d'intermodulation de la totalité des fréquences modulantes
Bruit coupé de façon abrupte en f_1 et f_2 , mais uniforme entre f_1 et f_2 (Bruit blanc: voir l'article 30)	Fenêtre de bruit d'amplitude uniforme de f_1 à f_2 ; fenêtres similaires à un niveau uniforme plus bas à partir de $2f_1 - f_2$ et de $2f_2 - f_1$; à partir de $3f_2 - 2f_1$ et de $3f_1 - 2f_2$ à un niveau encore plus bas, etc.

29. Mesure des effets non linéaires en présence de porteuses avec et sans modulation

Méthodes de mesure	Articles
Harmoniques	29.1
Gain différentiel de tension (gain dynamique de tension)	29.2
Gain différentiel de puissance (gain dynamique de puissance)	29.3
Gain différentiel	29.4
Linéarité du gain de tension	29.5
Intermodulation	29.6
Méthode à deux fréquences (B.L.U.)	29.6.1
Méthode à trois fréquences (télévision)	29.6.2
Transmodulation	29.7
Facteur de transfert modulation d'amplitude/modulation d'amplitude	29.7.1
Coefficient de transfert modulation d'amplitude/modulation de phase	29.7.2
Facteur de transfert modulation de phase/modulation de phase	29.7.3
Coefficient de conversion modulation d'amplitude/modulation de phase et facteur de compression	29.8
Suroscillation transitoire	29.9
Variation de la réponse en fréquence de la bande latérale en fonction du niveau	29.10
Différence de phase	29.11

The total of the components of the output corresponding to that input includes the total of those shown in that row *and in all the rows above*.

TABLE I

Input signal composition	New components in the output
One unmodulated carrier	Harmonics plus compression of the carrier
Two or more unmodulated carriers	Intermodulation products
Single tone modulation of a carrier	Intermodulation products that appear as sidebands arising from harmonics of the modulating tone
Multiple tone modulation of a carrier	Intermodulation products that appear as sidebands arising from intermodulation of the modulating tones
Two carriers, one modulated	Cross-modulation of the unmodulated carriers and consequential components
Two carriers, both modulated	Cross-modulation of each carrier and its intermodulation products by the other carrier and all the intermodulation products of all the modulating tones
Noise sharply cut off at f_1 and f_2 but uniform between f_1 and f_2 (White noise: see Clause 30)	Noise window of uniform amplitude from f_1 and f_2 ; from $2f_1 - f_2$ and from $2f_2 - f_1$, a similar lower uniform level; from $3f_2 - 2f_1$ and $3f_1 - 2f_2$, similar still lower levels, etc.

29. Measurement of the effects of non-linearity using carriers with and without modulation

Methods of measurement	Clause
Harmonics	29.1
Incremental voltage gain (dynamic voltage gain)	29.2
Incremental power gain (dynamic power gain)	29.3
Differential gain (gain difference)	29.4
Voltage gain linearity	29.5
Intermodulation	29.6
Two-frequency (tone) method (S.S.B.)	29.6.1
Three-frequency (tone) method (television)	29.6.2
Cross-modulation	29.7
A.M.-A.M. transfer factor	29.7.1
A.M.-P.M. transfer coefficient	29.7.2
P.M.-P.M. transfer factor	29.7.3
A.M.-P.M. conversion coefficient and compression factor	29.8
Transient overswing	29.9
Level dependency of sideband frequency response	29.10
Differential phase	29.11

29.1 Harmoniques

Le dispositif électronique est monté avec:

- une source d'excitation (si le dispositif est un amplificateur);
- un filtre passe-bas destiné à éliminer les harmoniques de la puissance d'excitation;
- une charge adaptée et un appareil de mesure de la puissance;
- un coupleur discriminateur monté entre le dispositif et la charge;
- un appareil de mesure de la puissance à bas niveau pour mesurer la puissance transmise par le coupleur discriminateur (puissance harmonique);
- un filtre passe-haut (ou un filtre à bande étroite accordable) entre le coupleur et l'appareil de mesure destiné à mesurer soit la puissance totale, soit la puissance à des fréquences harmoniques spécifiées.

Le dispositif est mis en fonctionnement dans les conditions spécifiées.

La puissance de sortie est mesurée à la fréquence fondamentale et aux multiples fréquences harmoniques (ou la puissance totale à large bande sur tous les harmoniques) et la puissance harmonique normalisée est exprimée soit comme un rapport en décibels à la puissance fondamentale, soit directement en watts.

Précautions

- 1) Le circuit de mesure doit être étalonné par injection à chacune des fréquences harmoniques d'une puissance mesurée calorimétriquement. L'indication de l'appareil de mesure de puissance situé à la sortie du coupleur discriminateur sera comparée à celle du calorimètre. Durant l'étalonnage le tube ne devra pas être en fonctionnement et, dans le cas d'un amplificateur, son entrée sera court-circuitée.
- 2) Le circuit de mesure doit être rectiligne et exempt de discontinuités pour minimiser la conversion de modes. Il doit être terminé par une charge adaptée pouvant absorber la puissance à tous les modes et à toutes les fréquences harmoniques possibles.
- 3) Le coupleur discriminateur doit pouvoir transmettre tous les modes possibles suivant lesquels la puissance harmonique peut se propager dans le système de guide d'onde ou de ligne coaxiale.
- 4) Lorsque le coupleur discriminateur est constitué par un coupleur directif coaxial, il convient de s'assurer que le signal à la fréquence fondamentale se trouve soit annulé par compensation ou absorbé par une charge convenable.

29.2 Gain différentiel de tension (gain dynamique de tension)

Le dispositif amplificateur est mis en fonctionnement dans les conditions spécifiées jusqu'à obtention de l'équilibre thermique. Une porteuse à radiofréquence de niveau spécifié, modulée au moyen d'un petit signal sinusoïdal est injectée dans le dispositif et est ensuite détectée linéairement.

Le résultat de la mesure est le rapport de l'amplitude de la modulation à la sortie à l'amplitude de la modulation à l'entrée.

29.3 Gain différentiel de puissance (gain dynamique de puissance)

Une porteuse à radiofréquence, de niveau de puissance spécifié, est injectée dans le dispositif amplificateur et la puissance de sortie est alors détectée par un détecteur quadratique. On augmente alors légèrement le niveau d'excitation à radiofréquence et on détecte de nouveau la puissance de sortie. Le gain différentiel de puissance est le rapport de la variation de puissance d'entrée à la variation correspondante de puissance de sortie.

29.4 Gain différentiel (voir le schéma fonctionnel, figure 51, page 31)

Le dispositif électronique amplificateur est mis en fonctionnement dans les conditions spécifiées jusqu'à l'obtention de l'équilibre thermique. Une porteuse à radiofréquence est modulée en amplitude simultanément par un signal sinusoïdal de faible amplitude à haute fréquence (par exemple 4,43 MHz) et par un signal de

29.1 Harmonics

The electronic device is set up with:

- a driving source (if the device is an amplifier);
- a low-pass filter to remove harmonics from the driving power;
- a matched load and power meter;
- a sampling coupler connected between the device and the load;
- a low-level power meter to measure the output of the sampling coupler (harmonic power);
- a high-pass filter (or a tunable narrowband filter) between coupler and meter, to measure either the total power or the power at stated harmonic frequencies.

The device is operated under stated conditions.

The output power at the fundamental frequency and at several harmonic frequencies (or the total broadband harmonic power) is measured and the normalized harmonic power is expressed either as a decibel ratio to the fundamental power or directly in watts.

Precautions

- 1) The measuring circuit shall be calibrated by injecting calorimetrically measured power at the individual harmonic frequencies into the circuit, with the tube inoperative and in the case of an amplifier its input short-circuited, and comparing the sampling power meter with the calorimeter.
- 2) The measurement circuit shall be straight and free from discontinuities so as to minimize mode conversion. It shall be terminated with a matched load which can absorb power in all possible modes at all possible harmonic frequencies.
- 3) The sampling system shall conduct in all the possible modes in which harmonic power may be propagated in the waveguide or coaxial system.
- 4) When the sampling system is a coaxial directional coupler, care should be taken to ensure that the fundamental frequency signal is either cancelled by compensation or absorbed in a suitable load.

29.2 Incremental voltage gain (dynamic voltage gain)

The amplifying device is operated under stated conditions until thermal stability is achieved. An r.f. carrier of stated level modulated with a small sine-wave signal is passed through the device and then linearly detected.

The result of the measurement is the ratio of (1) the amplitude of the modulation at the output to (2) the amplitude of the modulation at the input.

29.3 Incremental power gain (dynamic power gain)

An r.f. carrier, of a stated power levels, is passed through an amplifier device and the output power then detected by a square law detector. The r.f. driving level is then slightly increased and the output power detected again. The ratio of the change of the input power to the inherent change of the output power is the incremental power gain.

29.4 Differential gain (gain difference) (see block diagram, Figure 51, page 31)

The amplifying electronic device is operated under stated conditions until thermal stability is achieved. An r.f. carrier is amplitude-modulated simultaneously with a high-frequency sine-wave signal of small amplitude (frequency e.g. 4.43 MHz) and a low-frequency signal of large amplitude (e.g. a sawtooth waveform)

forte amplitude à basse fréquence (par exemple en dents de scie) entre deux niveaux spécifiés. La porteuse modulée est injectée dans le dispositif, puis démodulée. Le gain différentiel est le rapport de l'amplitude minimale à l'amplitude maximale du signal à haute fréquence démodulé (on l'exprime généralement en centièmes).

29.5 Linéarité du gain de tension (voir le schéma fonctionnel, figure 51, page 31)

Le dispositif électronique amplificateur est mis en fonctionnement dans les conditions spécifiées jusqu'à obtention de l'équilibre thermique. Une porteuse à radiofréquence est modulée en escaliers (échelons d'égale hauteur) entre deux niveaux spécifiés. La porteuse est injectée dans le dispositif puis démodulée par un détecteur linéaire. La linéarité du gain de tension est le quotient de la hauteur minimale à la hauteur maximale de l'escalier.

29.6 Intermodulation

Méthodes générales

Le dispositif amplificateur est mis en fonctionnement dans les conditions spécifiées. On applique ensuite simultanément des porteuses déterminées. On étudie le spectre de sortie et on mesure chaque produit d'intermodulation dans la largeur de bande spécifiée, ou le produit d'intermodulation supérieur à une puissance spécifiée.

Pour chaque produit d'intermodulation, le résultat est exprimé en décibels par rapport à un niveau de puissance spécifié.

Précautions

Pour éviter des distorsions dues à une intermodulation dans les sources d'excitation, la combinaison des porteuses est réalisée par des hybrides et des isolateurs ou des atténuateurs, comme représentés à la figure 52, page 32. Les produits d'intermodulation à l'entrée doivent avoir une amplitude inférieure d'au moins 10 dB au plus petit produit d'intermodulation à mesurer.

Il existe, en général, des harmoniques en sortie et on ne doit pas les négliger. Leur amplitude peut dépendre dans une large mesure du circuit associé. Il peut être nécessaire d'utiliser des filtres passe-bas pour les éliminer.

29.6.1 Méthode à deux fréquences (B.L.U.)

Le dispositif amplificateur électronique est mis en fonctionnement dans les conditions spécifiées. Deux porteuses de puissance égale de fréquences f_1 et f_2 sont utilisées à l'entrée. Si la non-linéarité existe dans le dispositif, des produits d'intermodulation apparaissent à la sortie avec des fréquences $pf_1 \pm qf_2$. La différence de niveau, exprimée en décibels, entre le produit d'intermodulation ayant le niveau le plus élevé et le plus bas des niveaux des porteuses est le rapport d'intermodulation. Un exemple est donné à la figure 53, page 33.

Notes 1. — Le plus grand produit d'intermodulation n'apparaît pas nécessairement au niveau de puissance de crête de modulation le plus élevé.

2. — Si les produits d'intermodulation des côtés opposés des deux fréquences sont d'une amplitude différente, on prend la plus grande des deux valeurs. Cela donne le rapport d'intermodulation le plus faible.

29.6.2 Méthode à trois fréquences (télévision)

Le dispositif amplificateur électronique est mis en fonctionnement dans les conditions spécifiées. Trois fréquences f_a , f_b , f_c sont utilisées. Les niveaux de puissance, les intervalles de fréquence des trois fréquences et le niveau de référence doivent être spécifiés. Le plus grand produit d'intermodulation f_i , dans une bande déterminée, est mesuré par rapport au niveau de référence indiqué (niveau de synchronisation de crête) et est exprimé en décibels. (voir la figure 54, page 33).

between two stated levels. The modulated carrier is passed through the device and then demodulated. The ratio of the minimum to the maximum amplitude of the demodulated high frequency signal is the differential gain (usually expressed as a percentage).

29.5 *Voltage gain linearity* (see block diagram, Figure 51, page 31).

The amplifying electronic device is operated under stated conditions until thermal stability is achieved. An r.f. carrier is staircase modulated (equal step-height) between two stated levels. The carrier is passed through the device and then demodulated by a linear detector. The quotient of the minimum to the maximum height of the staircase is the voltage gain linearity.

29.6 *Intermodulation*

General methods

The amplifying device is operated under stated conditions. Stated carriers are then applied simultaneously. The output spectrum is studied and each intermodulation product within the stated bandwidth, or the intermodulation product greater than a stated power, is measured.

For each intermodulation product, the result is expressed in decibels relative to a stated power level.

Precautions

To avoid distortion by intermodulation in the driving source, the combination of the carriers is achieved by hybrids and isolators or attenuators, as shown in Figure 52, page 32. Intermodulation products of the input shall be at least 10 dB lower in amplitude than the smallest intermodulation product to be measured.

Harmonic outputs will in general be present and should not be ignored. Their magnitude may be highly dependent on the associated circuit. It may be necessary to use low-pass filters to remove them.

29.6.1 *Two-frequency (tone) method (S.S.B.)*

The amplifying electronic device is operated under stated conditions. Two carriers of equal power of frequencies f_1 and f_2 are used at the input. If non-linearity exists in the device, intermodulation products occur at the output with frequencies $pf_1 \pm qf_2$. The difference in level, expressed in decibels, between the intermodulation product with the highest level and the lower of the carrier levels is the intermodulation ratio. An example is given in Figure 53, page 33.

Notes 1 — The greatest intermodulation product does not necessarily occur at the highest peak envelope power level.

2. — If the intermodulation products at opposite sides of the two tones are different in amplitude, the higher value is taken. This gives the lowest intermodulation ratio.

29.6.2 *Three-frequency (tone) method (TV)*

The amplifying electronic device is operated under stated conditions. Three frequencies f_a, f_b, f_c are used. The power levels, the frequency spacings of the three frequencies and the reference level shall be stated. The largest intermodulation product f_i , within a stated band, is measured with reference to the stated reference level (peak synchronization level) and expressed in decibels (see Figure 54, page 33).

29.7 Transmodulation

29.7.1 Facteur de transfert modulation d'amplitude/modulation d'amplitude

Le dispositif amplificateur électronique est mis en fonctionnement dans les conditions spécifiées dans un circuit tel que celui représenté à la figure 55, page 34. Deux porteuses à des fréquences spécifiées sont injectées à l'entrée du dispositif, l'une étant modulée en amplitude jusqu'à une profondeur appropriée, généralement 30%. La sortie du dispositif est couplée à un récepteur accordable à bande étroite capable d'indiquer les niveaux des porteuses et de leur modulation d'amplitude. On mesure successivement la profondeur de modulation de chaque porteuse et on détermine le rapport des profondeurs de modulation, qui est exprimé en pour-cent/pour-cent.

Il est nécessaire d'indiquer la puissance de sortie à laquelle cette mesure est effectuée, étant donné que le facteur de transfert modulation d'amplitude/modulation d'amplitude est fonction du niveau de fonctionnement.

Ce rapport peut être mesuré directement à l'aide d'un logomètre, comme représenté à la figure 55.

Précautions

- 1) Le récepteur doit posséder une sélectivité adéquate et une gamme dynamique permettant de mesurer des différences de niveaux de modulation pouvant atteindre 60 dB à la séparation de fréquences indiquée.
- 2) Le système récepteur doit être relié directement à l'entrée du tube pour permettre de vérifier l'absence de signaux parasites dans l'étendue de mesure.

29.7.2 Coefficient de transfert modulation d'amplitude/modulation de phase

Le dispositif amplificateur électronique est mis en fonctionnement dans les conditions spécifiées. Deux porteuses à des fréquences spécifiées sont appliquées au tube, le niveau d'une porteuse étant d'au moins 20 dB inférieur à l'autre. On note la variation maximale de l'angle de phase entre les tensions de sortie et d'entrée à radiofréquence pour la porteuse du niveau le plus bas lorsqu'on fait varier l'amplitude de la porteuse du niveau le plus élevé à une vitesse permettant d'éviter les effets thermiques.

La mesure du transfert modulation d'amplitude/modulation de phase s'exprime par le quotient, en degrés par décibel, de la variation maximale de l'angle de phase de la porteuse du niveau le plus bas par la variation de la puissance d'excitation à radiofréquence de la porteuse du niveau le plus élevé lorsque cette variation est assez faible pour que toute réduction de sa valeur ait un effet négligeable sur le quotient à mesurer. Il est nécessaire d'indiquer la puissance de sortie à laquelle cette mesure est effectuée, étant donné que le coefficient de transfert modulation d'amplitude/modulation de phase est aussi fonction du niveau de fonctionnement.

Précautions

- 1) Les fluctuations de la tension de fonctionnement doivent être maintenues à une valeur suffisamment faible pour que leur effet sur le résultat de la mesure soit négligeable.
- 2) Il est important que le système de mesure comporte des filtres convenables pour supprimer tous les effets des harmoniques.

29.7.3 Facteur de transfert modulation de phase/modulation de phase

Le dispositif amplificateur électronique est mis en fonctionnement dans les conditions spécifiées. Deux porteuses d'amplitudes égales sont injectées à l'entrée du dispositif, l'une étant modulée en phase à un taux convenable, généralement de 0,1. La sortie du dispositif est couplée à un discriminateur de phase suivi d'un récepteur accordable à bande étroite capable d'indiquer les niveaux des porteuses et de leur modulation d'amplitude.

On mesure successivement l'indice de modulation de chaque porteuse, le résultat de la mesure est le rapport des angles de modulation exprimé en degrés/dégrés.

Il est nécessaire d'indiquer la puissance de sortie à laquelle cette mesure est effectuée, étant donné que le facteur de transfert modulation de phase/modulation de phase est fonction du niveau de fonctionnement.

29.7 *Cross-modulation*

29.7.1 *A.M.-A.M. transfer factor*

The amplifying electronic device is operated under stated conditions in a circuit as shown in Figure 55, page 34. Two carriers at stated frequencies are fed to the input of the device, one being amplitude-modulated to a suitable depth, usually 30%. The output of the device is coupled to a tunable narrowband receiver capable of indicating carrier and amplitude modulating levels. The depth of modulation of each carrier is measured in turn and the ratio of modulation depths is determined, and expressed in per cent/per cent.

It is necessary to state the power output at which the measurement is carried out, since the A.M.-A.M. transfer factor depends upon the operating level.

The ratio may be measured directly by means of a ratiometer as shown in Figure 55.

Precautions

- 1) The receiver should have adequate selectivity and dynamic range to measure up to 60 dB difference in the modulation levels at the stated frequency separation.
- 2) The receiving system should be connected directly to the tube input to check the absence of spurious signals in the range of measurement.

29.7.2 *A.M.-P.M. transfer coefficient*

The amplifying electronic device is operated under stated conditions. Two carriers at stated frequencies are applied to the tube, the level of one carrier being at least 20 dB lower than the other. The maximum variation in phase angle between the r.f. output and input voltages for the lower level carrier is noted as the amplitude of the higher level carrier is varied at a rate to preclude thermal effects.

The measurement value of the A.M.-P.M. transfer is a quotient, expressed in degrees per decibel, of (1) the maximum change of the phase angle of the lower level carrier to (2) the change of the r.f. driving power of the higher level carrier, when this change is so small that a further reduction has a negligible effect on the quotient to be measured. It is necessary to state the power output at which the measurement is carried out, since the A.M.-P.M. transfer coefficient depends also on the operating level.

Precautions

- 1) Operating voltage fluctuations should be kept so small that their effect on the measured result is negligible.
- 2) It is important that the measuring system includes suitable filters to suppress all harmonic effects.

29.7.3 *P.M.-P.M. transfer factor*

The amplifying electronic device is operated under stated conditions. Two carriers of equal amplitude are fed to the input of the device, one being phase-modulated to a suitable degree, usually with a modulation index of 0.1. The output of the device is coupled to a phase discriminator and a tunable narrowband receiver capable of indicating carrier and amplitude modulation levels.

The modulation index of each carrier is measured in turn and the result of the measurement is the ratio of the modulation angles, expressed in degrees/degrees.

It is necessary to state the power output at which the measurement is carried out, since the P.M.-P.M. transfer factor depends also on the operating level.

29.8 Coefficient de conversion modulation d'amplitude/modulation de phase et facteur de compression (voir la figure 56, page 35).

29.8.1 Théorie

On peut évaluer la conversion modulation d'amplitude/modulation de phase et la compression dans un amplificateur en appliquant un signal d'entrée constitué par:

- i) une porteuse, fréquence f_c , amplitude A , niveau de puissance A^2 , et
- ii) une bande latérale simulée, fréquence f_1 , amplitude S , niveau de puissance S^2 .

Pour simplifier les calculs, on prend une différence de niveau d'au moins 30 dB entre la porteuse et la bande latérale et une amplitude de la bande latérale S égale à 1.

Le spectre de ce signal, en niveaux relatifs de puissance, est représenté à la figure 56a.

Lorsque le signal est appliqué à un amplificateur non linéaire, le spectre du signal de sortie est différent, comme représenté à la figure 56b. Le niveau de la bande latérale est alors S_1 et une nouvelle bande latérale de niveau S_2 apparaît en f_2 .

Pour évaluer cet effet, on compare S_1 et S_2 à S et, étant donné que S a été pris égal à 1, ils deviennent des fractions sans dimensions.

A l'aide de ces fractions, on peut démontrer que le coefficient de conversion modulation d'amplitude/modulation de phase K_p , en degrés par décibel, est donné par la formule suivante:

$$K_p = 13,16 \sqrt{S_1^2 - \left(\frac{1 + S_1^2 - S_2^2}{2} \right)^2}$$

Le facteur de compression C est donné par la formule:

$$C = 1 - (S_1^2 - S_2^2)$$

29.8.2 Méthodes de mesure

Première méthode

Le dispositif est mis en fonctionnement dans les conditions spécifiées et excité par les signaux d'entrée f_c et f_1 , comme indiqué à la figure 56a.

La puissance de sortie du dispositif est atténuée de façon à présenter le niveau du signal en f_c au même niveau qu'à l'entrée, et on observe le spectre comme à la figure 56b.

Les valeurs de S_1^2 et S_2^2 sont calculées à partir de la formule:

$$S_n^2 = \frac{1}{\text{antilog} \frac{R}{10}}$$

où R est la différence en décibels entre les niveaux de puissance de S^2 et S_n^2 .

Les valeurs calculées de S_1^2 et S_2^2 sont ensuite utilisées dans les formules du paragraphe 29.8.1 pour calculer K_p et C .

Deuxième méthode

Cette méthode de mesure du coefficient de conversion modulation d'amplitude/modulation de phase est quelquefois commode pour de basses fréquences, mais donne des résultats un peu moins précis.

29.8 A.M.-P.M. conversion coefficient and compression factor (see Figure 56, page 35).

29.8.1 Theory

A.M.-P.M. conversion and compression in an amplifier may be assessed by applying an input consisting of:

- i) carrier, frequency f_c , amplitude A , power level A^2 , and
- ii) simulated sideband, frequency f_1 , amplitude S , power level S^2 .

For simplicity of working, the level difference between carrier and sideband is chosen to be at least 30 dB and the sideband amplitude S is taken as unity.

The spectrum of this signal, in relative power levels, is represented in Figure 56a.

When the signal is applied to a non-linear amplifier, the spectrum of the output is different, as seen in Figure 56b. The sideband level is now S_1 and a new sideband of level S_2 appears at f_2 .

To assess the magnitude of this effect, S_1 and S_2 are compared with S and, since S has been taken as unity, they become dimensionless fractions.

Using these fractions, it can be shown that the A.M.-P.M. conversion coefficient K_p , in degrees per decibel, is given by:

$$K_p = 13.16 \sqrt{S_1^2 - \left(\frac{1 + S_1^2 - S_2^2}{2} \right)^2}$$

The compression factor C is given by:

$$C = 1 - (S_1^2 - S_2^2)$$

29.8.2 Methods of measurement

Method 1

The device is operated under stated conditions and driven by input signals f_c and f_1 as indicated in Figure 56a.

The output power of the device is attenuated to display the level of the signal at f_c at the same level as at the input, and the spectrum as in Figure 56b is observed.

The values of S_1^2 and S_2^2 are computed from the formula:

$$S_n^2 = \frac{1}{\text{antilog} \frac{R}{10}}$$

where R is the difference in decibels between the power levels of S^2 and S_n^2 .

The computed values of S_1^2 and S_2^2 are then used in the formulae of Sub-clause 29.8.1 to calculate K_p and C .

Method 2

This method for the measurement of A.M.-P.M. conversion coefficient is sometimes convenient for use at lower frequencies, but gives somewhat less accurate results.

Le tube est mis en fonctionnement dans les conditions spécifiées. On observe l'angle de phase de la tension de sortie à radiofréquence par rapport à la phase de la tension d'entrée. On fait ensuite varier l'amplitude de la tension d'entrée à radiofréquence à une vitesse permettant d'éviter les effets thermiques, et on note la variation maximale de l'angle de phase entre les tensions de sortie et d'entrée. La mesure du transfert modulation d'amplitude/modulation de phase s'exprime par le quotient, en degrés par décibel, de la variation maximale de l'angle de phase par la variation de la puissance d'excitation, lorsque cette variation est assez faible pour que toute réduction de sa valeur ait un effet négligeable sur le quotient à mesurer.

Etant donné que le coefficient de conversion modulation d'amplitude/modulation de phase est aussi fonction du niveau de puissance, il est nécessaire d'indiquer la puissance à laquelle cette mesure est effectuée.

Précautions

Cette mesure est sensible aux fluctuations de tension qui doivent donc rester faibles pour que leur effet sur le résultat de la mesure soit négligeable.

29.9 Suroscillation transitoire

Le dispositif amplificateur électronique est mis en fonctionnement dans les conditions spécifiées. Un signal à radiofréquence est appliqué à l'entrée du dispositif. Ce signal est périodiquement modulé au moyen d'une onde quasi rectangulaire entre deux niveaux de puissance spécifiés.

On observe au niveau de la sortie du dispositif l'écart d'amplitude maximal par rapport à la forme d'onde du signal de modulation à l'entrée.

Le résultat de la mesure est cet écart exprimé en centièmes d'un niveau donné (par exemple niveau de synchronisation crête dans les applications à la télévision).

29.10 Variation de la réponse en fréquence de la bande latérale en fonction du niveau

Le dispositif amplificateur électronique est mis en fonctionnement dans les conditions spécifiées. On injecte dans le dispositif une porteuse modulée en amplitude. Lorsque l'équilibre thermique est obtenu, on fait varier la fréquence du signal modulant dans toute la bande intéressée et on mesure la réponse en fréquence de la bande latérale. La porteuse est ensuite réglée à un niveau différent et, la profondeur de modulation étant constante à l'entrée du dispositif, on mesure de nouveau la réponse en fréquence de la bande latérale. Le résultat de la mesure est la différence maximale, exprimée en décibels, entre les deux courbes de réponse dans une bande de fréquences latérales spécifiée.

Notes 1. — On peut utiliser un signal à bande latérale unique, double, ou résiduelle.

2. — Le détecteur de bande latérale doit être convenablement protégé contre la détection directe de la porteuse, par exemple à l'aide d'un filtre supprimant la porteuse.

29.11 Différence de phase

Le tube est mis en fonctionnement dans les conditions spécifiées jusqu'à obtention de l'équilibre thermique. Une porteuse à radiofréquence est modulée simultanément par un petit signal sinusoïdal à haute fréquence superposé à un grand signal à basse fréquence (généralement de forme en dents de scie).

La porteuse modulée est injectée dans le tube et est ensuite démodulée. Le résultat de la mesure est la différence maximale de déphasage observée entre deux niveaux spécifiés de la porteuse.

30. Mesure des effets non linéaires par l'utilisation de la méthode de bruit blanc

Cet article comprend les définitions, la théorie fondamentale et deux méthodes, toutes deux caractérisées par l'utilisation d'un générateur de bruit blanc, pour la mesure des effets non linéaires dans les tubes électroniques.

On simule, dans ces méthodes, l'utilisation du dispositif dans un système d'émission.

Ces méthodes fournissent, par une mesure unique, une valeur globale des produits d'intermodulation créés par le tube lorsqu'il est utilisé dans un système analogue à celui dans lequel il a été mesuré.

The tube is operated under stated conditions. The phase angle of the r.f. output voltage relative to the phase of the input voltage is observed. The amplitude of the r.f. input voltage is then changed at a rate that precludes thermal effects, and the maximum variation in phase angle between output and input voltages is noted. The measured value of the A.M.-P.M. transfer is a quotient, expressed in degrees per decibel of (1) the maximum change of the phase angle to (2) the change of the driving power when this change is so small that a further reduction has a negligible effect on the quotient to be measured.

Because the A.M.-P.M. conversion coefficient depends upon the power level, it is necessary to state the input at which the measurement is made.

Precautions

This measurement is sensitive to voltage fluctuations, which therefore must be kept small if their effect on the measured result is to be negligible.

29.9 Transient overswing

The amplifying electronic device is operated under stated conditions. An r.f. signal is applied to the input of the device. This signal is periodically modulated with a near-rectangular waveform between two stated power levels.

At the output of the device, the maximum amplitude deviation from the waveform of the input modulation is observed.

The result of the measurement is this deviation, expressed as a percentage, of a stated level (e.g. peak synchronization level in television application).

29.10 Level dependency of sideband frequency response

The amplifying electronic device is operated under stated conditions. The device is fed with an amplitude-modulated carrier. When thermal stability is achieved, the frequency of the modulating signal is varied over the range of interest and the sideband frequency response is measured. The carrier is then set to another level and, with the modulation depth unchanged at the input of the device, the sideband frequency response is again measured. The result of the measurement is the maximum difference, expressed in decibels, between the two response curves within a stated sideband frequency range.

Notes 1. — A single, double or mixed (vestigial) sideband signal may be used.

2. — The sideband detector should be adequately protected from direct detection of the carrier, for example by a carrier suppression filter.

29.11 Differential phase

The tube is operated under stated conditions until thermal stability is achieved. A r.f. carrier is modulated simultaneously with a small high-frequency sine-wave signal superimposed on a large low-frequency signal (usually of saw-tooth waveform).

The modulated carrier is passed through the tube and then demodulated. The result of the measurement is the maximum difference of phase shift observed between the two stated levels of the carrier.

30. Measurement of the effects of non-linearity using the white-noise method

This clause includes definitions, basic theory and two methods, both characterized by the use of a white-noise generator, for measuring the effects of non-linearity in electronic tubes.

In these methods, the application of the device in a transmission system is simulated.

These methods provide, through a single measurement, an overall value for intermodulation products resulting from the tube in a system similar to that in which it is measured.

30.1 Définitions

30.1.1 Méthode de bruit blanc

Méthode de mesure des produits d'intermodulation, qui utilise une source produisant un bruit blanc ou un bruit gaussien simulé ayant une bande passante adéquate, suivie d'un filtre de réjection à bande étroite se comportant comme une fenêtre dans la bande de bruit. Dans un système d'émission à plusieurs canaux, cette méthode simule un système complètement occupé à l'exception d'une voie.

30.1.2 Rapport de puissance de bruit (R.P.B.)

Rapport de la puissance de bruit à l'intérieur d'un faible intervalle de fréquences situé dans la fenêtre du filtre de réjection utilisé pour la mesure à la puissance de bruit dans le même intervalle de fréquences lorsque le filtre de réjection n'est pas inséré.

Ce rapport est habituellement exprimé en décibels.

30.2 Théorie fondamentale

Les mesures de densité spectrale d'énergie à la sortie d'un amplificateur qui amplifie simultanément des signaux à fréquences multiples indiquent une intermodulation plus importante que celle mesurée par les méthodes à deux fréquences (B.L.U.) ou trois fréquences (télévision).

Cependant, lorsque la caractéristique du tube électronique est mesurée à l'aide d'une source de bruit, ses performances peuvent être prévues de façon plus précise dans l'émetteur réel.

Pour que la source de bruit, de niveau et de bande passante convenables, représente l'occupation réelle de l'émetteur, il faut que sa bande soit inférieure à celle de l'amplificateur de sorte que les effets de bord de bande ne perturbent pas la mesure dans la bande considérée.

Le filtre passif utilisé pour supprimer l'excitation dans la région de mesure de la bande passante ne doit représenter qu'une faible fraction de la bande de bruit et présenter des bords de bande abrupts de sorte qu'une amplification notable du bruit puisse exister dans les régions adjacentes du spectre et produire du bruit d'intermodulation dans la bande de réjection. La bande de réjection doit être placée au milieu du spectre de bruit car cette région contient le plus grand nombre (la plus grande densité) de produits d'intermodulation et est représentative des pires conditions d'intermodulation susceptibles d'être rencontrées en pratique.

Deux méthodes de mesure sont indiquées.

Dans la première méthode, aucun élément non linéaire autre que le tube en mesure n'est intercalé entre le filtre de réjection et le système d'analyse. Cette méthode est essentiellement une méthode de substitution dans laquelle une source d'excitation à fréquence unique est remplacée par une source de bruit. Cette méthode simule un fonctionnement à bande latérale unique avec suppression ou atténuation de la porteuse, ou un fonctionnement à plusieurs porteuses.

Dans la deuxième méthode, la source de bruit est utilisée pour moduler l'étage d'excitation du tube en mesure, le filtre de réjection constituant alors une partie du dispositif de modulation. Le détecteur peut mettre en jeu une démodulation avant la mesure de la puissance dans la bande de réjection ou permettre la mesure directe du rapport de puissance de bruit. Cette méthode simule l'émission sur plusieurs canaux d'une porteuse modulée en amplitude ou en fréquence.

30.3 Caractéristiques de l'appareillage de mesure

30.3.1 Alimentation

Les tensions fournies au tube à mesurer doivent être stabilisées de sorte que les résultats de mesure ne puissent être perturbés par des variations d'alimentation.

30.3.2 Générateur de signal

Le générateur doit être capable d'exciter le tube à mesurer au niveau requis avec un signal de bruit convenable bien défini.

30.1 *Definitions*

30.1.1 *White-noise method*

A method for measuring intermodulation products, using a source producing white-noise or simulated Gaussian noise having adequate bandwidth followed by a notch filter (a narrowband rejection filter) acting as a window in the noise band. In multi-channel transmission systems, it simulates a fully loaded system having one channel not occupied.

30.1.2 *Noise power ratio (N.P.R.)*

The ratio of (1) the noise power within a small frequency range located within the window of the notch filter used in the measurement to (2) the noise power within the same frequency range when the notch filter is not inserted.

This ratio is usually expressed in decibels.

30.2 *Basic theory*

Measurements of spectral distribution of energy in the output of an amplifier, simultaneously amplifying multi-frequency signals, indicate larger intermodulation than is measured by the two-frequency (S.S.B.) or three-frequency (TV) methods.

However, when the electronic tube characteristic is measured using a noise source, its performance in an actual transmitter may be more accurately predicted.

The noise source of the correct level and bandwidth, to represent accurately actual loading, should be restricted in relation to the amplifier bandwidth so that band edge effects do not interfere with the measurement in the bandwidth concerned.

The passive filter used to suppress drive in the measurement region of the band shall represent a small portion of the noise bandwidth and have steep sides on its notch so that significant noise amplification will take place at adjacent regions of the spectrum to produce intermodulation noise in the notch. The notch should be located in the middle of the noise spectrum because this region contains the greatest number (density) of intermodulation products and is representative of the worst intermodulation conditions to be expected in practice.

Two methods of measurement are given.

In method 1, no non-linear elements other than the tube being measured are interposed between the notch and the resolution system. This method is basically a substitution method in which a single-frequency drive-source is replaced by a noise drive-source. This method simulates single sideband operation with reduced or suppressed carrier, or multi-carrier operation.

In method 2, the noise source is used to modulate the driver of the tube being measured, the notch filter being a part of the modulator system. The detector may involve demodulation prior to measurement of the power in the notch or may involve direct measurement of the noise power ratio. This method simulates multi-channel transmission of an amplitude or frequency-modulated carrier.

30.3 *Characteristics of measurement apparatus*

30.3.1 *Power supplies*

Voltages supplied to the tube to be measured should be stabilized so that measurement results will not be influenced by supply variations.

30.3.2 *Signal source*

The source should be capable of driving the tube to be measured at the required level with a suitable well-defined noise signal.

30.3.3 Filtre de réjection

Un filtre doit être utilisé pour réduire le niveau de puissance de bruit dans une portion spécifiée de la bande à un niveau notablement inférieur à celui du rapport de puissance de bruit mesuré.

S'il y a lieu, le filtre doit avoir des caractéristiques en accord avec les Recommandations du CCIR pour le système particulier considéré.

Note. — Tout circuit écrêteur utilisé pour mettre en forme le signal de bruit doit être placé avant le filtre. L'écrêtage après le filtre pourrait contribuer à l'apparition de produits d'intermodulation dans la bande de réjection.

30.4 Méthodes de mesure

30.4.1 Bruit blanc, première méthode (simulation du fonctionnement avec suppression de porteuse(s), ou du fonctionnement à plusieurs porteuses, habituellement pour des tubes fonctionnant dans la bande des mégahertz)

Voir les figures 57 et 58, page 36.

Ajuster les conditions de fonctionnement du tube aux valeurs spécifiées en l'absence de signal d'excitation.

Appliquer ensuite sans filtre de réjection le signal de bruit d'excitation, pour obtenir les conditions de fonctionnement et la puissance moyenne de sortie spécifiées. Mesurer la puissance de bruit en sortie à la fréquence approximative du filtre de réjection. Insérer le filtre et réajuster l'excitation pour obtenir la même puissance moyenne de sortie que précédemment. Mesurer le bruit dans la fenêtre de réjection. Le rapport de la puissance de bruit en sortie sans filtre de réjection à la puissance de bruit dans la fenêtre lorsque le filtre est inséré, exprimé en décibels, est le rapport de puissance de bruit.

Note. — On ne doit pas utiliser de contre-réaction, à l'exception d'un neutrodynage de l'étage s'il est nécessaire pour assurer un fonctionnement stable.

30.4.2 Bruit blanc, deuxième méthode (simulation du fonctionnement avec une porteuse modulée habituellement pour des tubes fonctionnant dans la bande des gigahertz)

Voir la figure 59, page 37.

Le tube amplificateur électronique est mis en fonctionnement dans les conditions spécifiées, l'étage d'excitation étant modulé par le bruit sans filtre de réjection. La puissance de sortie est mesurée à la fréquence approximative du filtre de réjection après démodulation à l'aide d'un récepteur sélectif en fréquence. Le filtre de réjection est ensuite inséré entre la source de bruit et le modulateur. On réajuste le niveau de l'excitation pour rétablir la puissance de sortie à la valeur spécifiée. On mesure alors le bruit de modulation tombant dans la fenêtre de réjection à l'aide du récepteur sélectif en fréquence.

Le rapport du niveau mesuré sans le filtre au niveau mesuré avec le filtre est, exprimé en décibels, le rapport de puissance de bruit de modulation.

Note. — Comme la méthode de mesure fait appel à des composants du système qui peuvent matériellement contribuer à la valeur mesurée du rapport de bruit de puissance, il est recommandé que le système complet, en l'absence du tube à mesurer, ait une valeur du rapport de puissance de bruit notablement meilleure (> 10 dB) que la valeur escomptée lors de la mesure du tube.

31. Définitions et méthode de mesure de la compression de l'impulsion en télévision

31.1 Facteur de compression de l'amplitude d'impulsion

Quotient de:

- 1) l'amplitude de l'impulsion de synchronisation à la sortie par
- 2) l'amplitude de l'impulsion de synchronisation à l'entrée,

chaque amplitude d'impulsion étant exprimée en centièmes de l'amplitude totale du signal (voir la figure 60, page 37).

30.3.3 Filter (notch)

A filter shall be provided which reduces the noise power level in a stated portion of the noise bandwidth to a level significantly lower than the anticipated measured value of the noise power ratio.

Where applicable, the filter shall have characteristics which comply with CCIR Recommendations for the particular system being measured.

Note. — Any clipping of noise to provide shaping must precede the filter. Clipping after the filter could contribute to intermodulation products in the notch.

30.4 Methods of measurement

30.4.1 White noise, method 1 (simulation of services with suppressed carrier(s) or multi-carrier services, usually for tubes operating in the megahertz range)

See Figures 57 and 58, page 36.

With no drive signal applied to the tube, adjust for specified zero signal operating conditions.

Then apply the noise drive signal without the notch to obtain the specific operating conditions and average power. Measure the noise power output at the approximate frequency of the notch. Insert the notch and readjust drive to obtain the previous average power output. Measure the noise in the notch window. The ratio of the noise power output, without the notch to the noise power in the notch when inserted, expressed in decibels, is the noise power ratio.

Note. — No negative feedback shall be used, except that the stage may be neutralized if required for stable operation.

30.4.2 White noise, method 2 (simulation of services with one modulated carrier usually for tubes operating in the gigahertz range)

See Figure 59, page 37.

The amplifying electronic tube is operated under specified conditions using the noise modulated driver without the notch inserted. The output power at the approximate frequency of the notch is measured after demodulation by the selective frequency receiver. Then the notch filter is inserted between the noise source and the modulator. Readjust the drive level to re-establish output power to the stated value. Measure the modulation noise falling into the window by the selective frequency receiver.

The ratio of (1) the level measured without the filter to (2) the level with the notch filter inserted, expressed in decibels, is the modulation noise power ratio.

Note. — Since the method of measurement includes system components which can contribute materially to the measured value of the noise power ratio, it is recommended that the entire system, in the absence of the tube to be measured, should be found to have a value of noise power ratio which is significantly better (> 10 dB) than the value expected in the measurement on the tube.

31. Definition and measurement for television pulse compression

31.1 Pulse amplitude compression factor

The quotient of:

- 1) the amplitude of the synchronizing pulse at the output by
- 2) the amplitude of the synchronizing pulse at the input,

each pulse amplitude being expressed as a percentage of the total amplitude of the signal (see Figure 60, page 37).

31.2 Méthode de mesure

On fait fonctionner le dispositif amplificateur électronique dans les conditions spécifiées. Il est particulièrement nécessaire d'indiquer la puissance de sortie pour laquelle la mesure est effectuée car le facteur de compression de l'amplitude d'impulsion est fonction du niveau de fonctionnement. On soumet le dispositif à une porteuse modulée par un signal de télévision. L'amplitude des impulsions de synchronisation à l'entrée est réglée de façon que l'amplitude des impulsions de synchronisation à la sortie corresponde à un taux donné (1) en général 25% de l'amplitude totale du signal de sortie. On mesure alors l'amplitude des impulsions de synchronisation à l'entrée en la rapportant à l'amplitude totale du signal à l'entrée, et en l'exprimant en centièmes (2).

Le résultat de la mesure est exprimé comme le quotient C_p de (1) par (2).

Note. — En l'absence d'une mire d'essai complète avec signaux de lignes et de trames et un niveau vidéo (noir) (signal modulant), on peut également utiliser un signal modulant simplifié n'ayant que deux niveaux avec une relation correcte entre les amplitudes, la durée d'impulsion et l'espacement.

31. *Measuring method*

The amplifying electronic device is operated under stated conditions. It is particularly necessary to state the power output at which the measurement is carried out, since the pulse amplitude compression factor depends on the operating level. A carrier, modulated by a TV signal, is passed through the device. The amplitude of the synchronizing pulses at the input is adjusted to make the amplitude of the synchronizing pulses at the output a stated percentage (1) usually 25% of the total amplitude of the output signal. Then the amplitude of the synchronizing pulses at the input is measured in relation to the total amplitude of the input signal and expressed as a percentage (2).

The result of the measurement is expressed as the quotient C_p of (1) by (2).

Note. — In the absence of a complete test pattern envelope with line and frame signals with a video (black) level (modulating signal), it is also permitted to apply a simplified modulating signal of only two levels with a correct relation between amplitude, pulse duration and spacing.

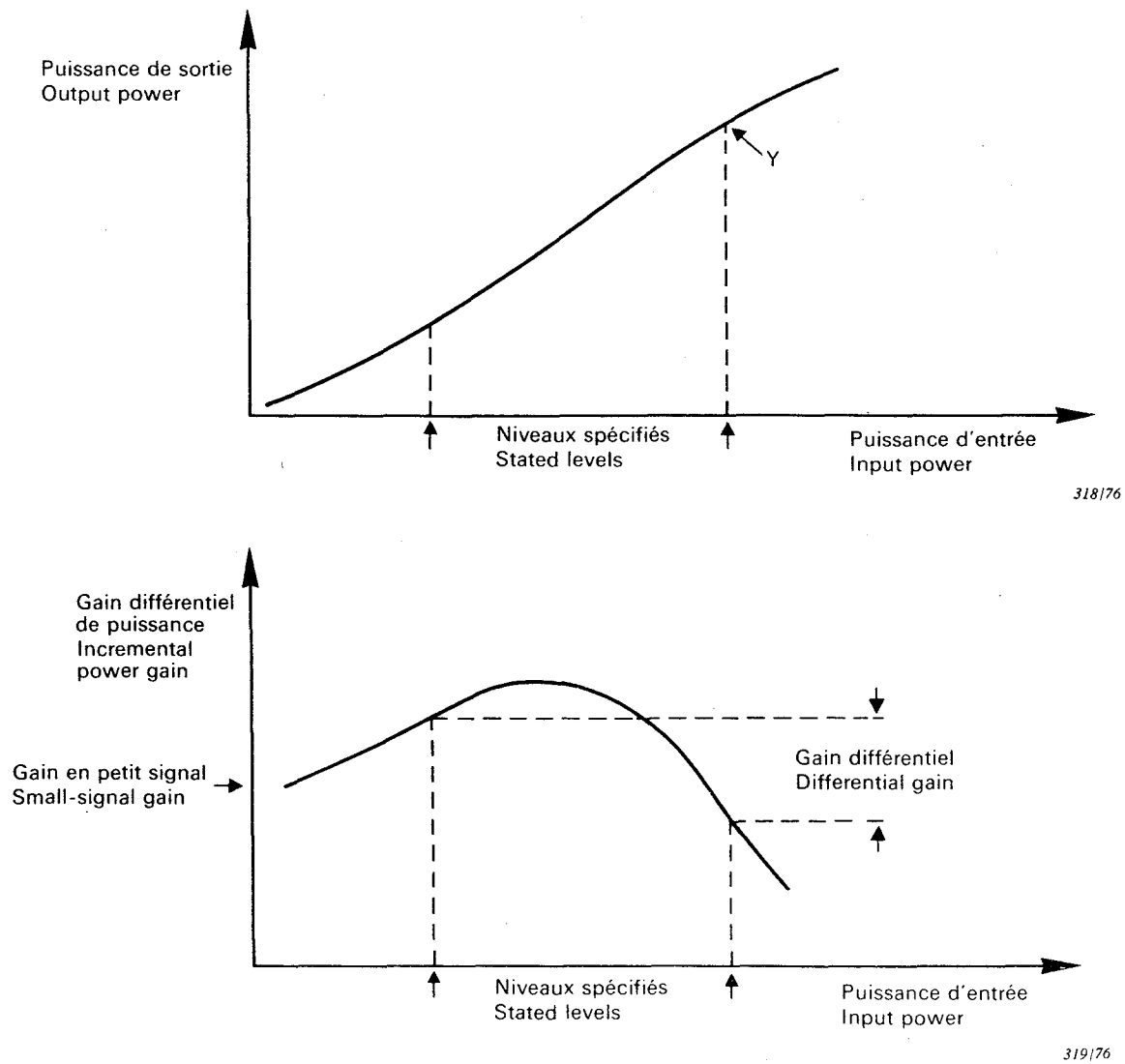
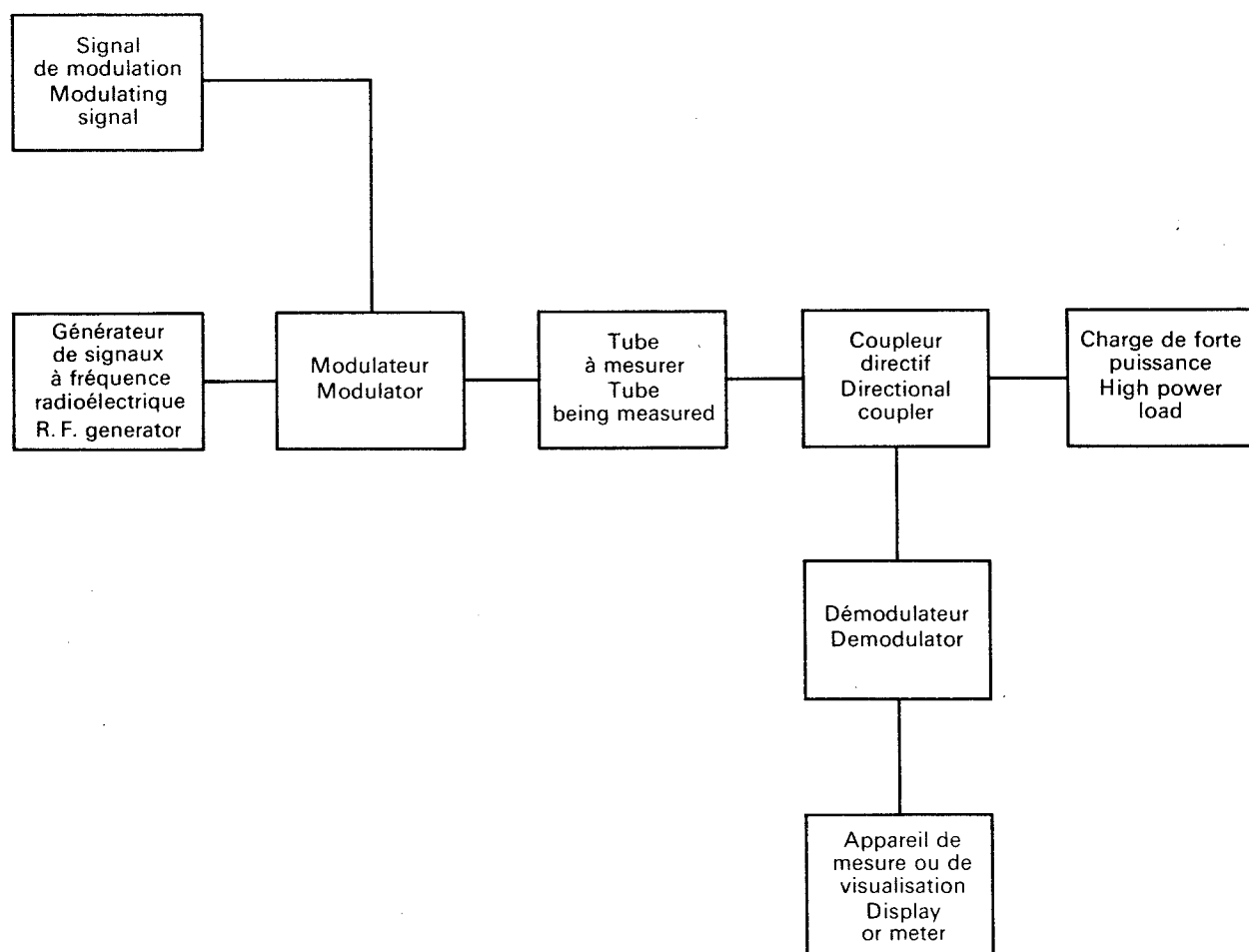


FIGURE 50



320/76

FIG. 51. — Schéma fonctionnel type du circuit de mesure du gain différentiel et de la linéarité du gain de tension.

Typical block diagram of a circuit for measuring differential gain and voltage gain linearity.

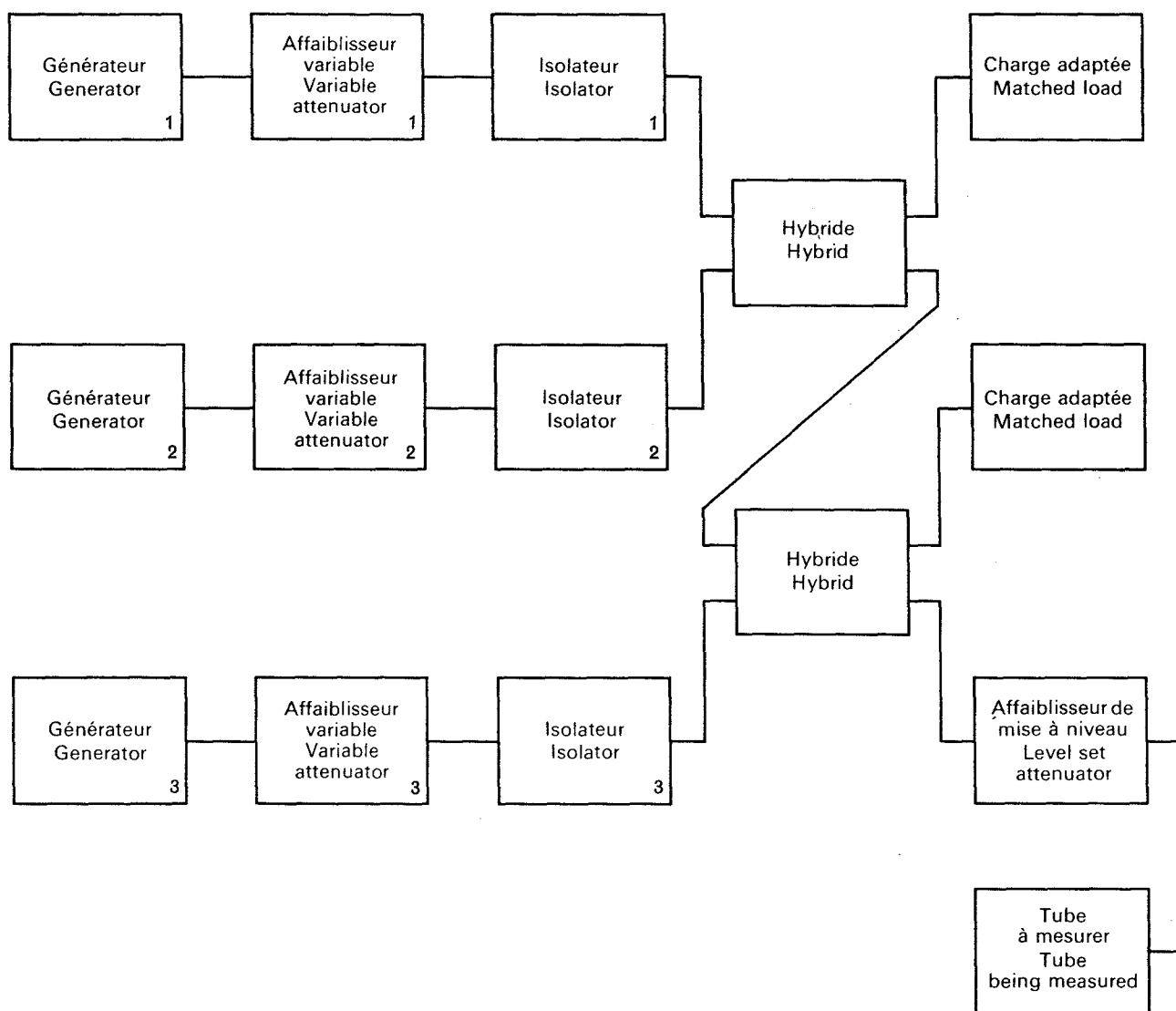
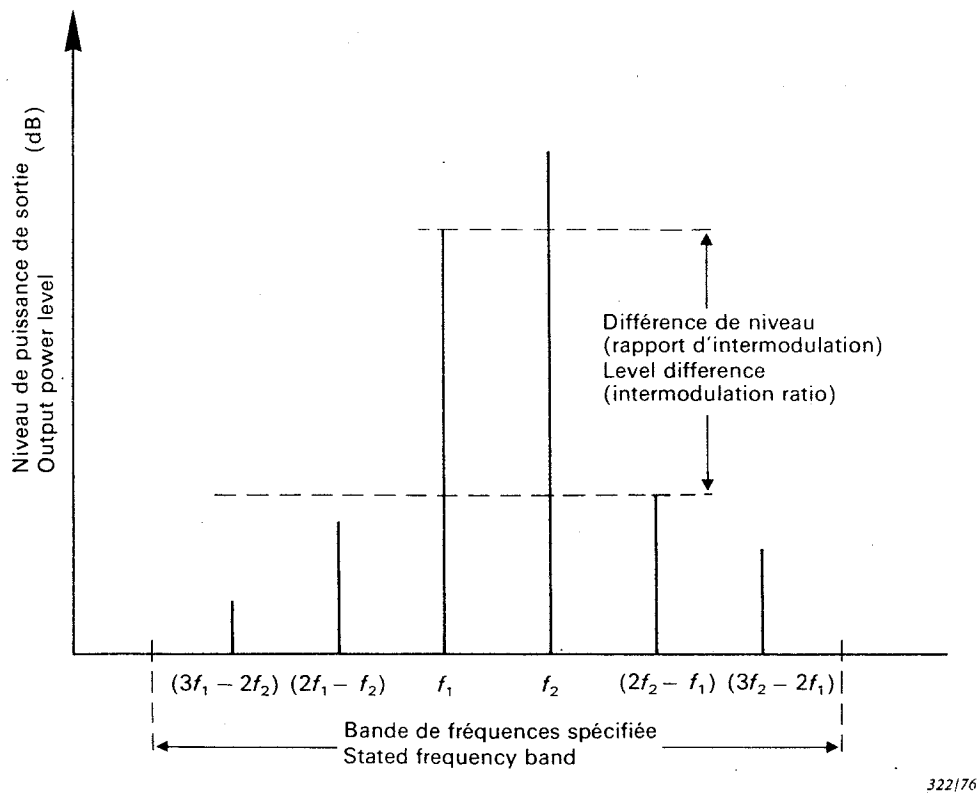


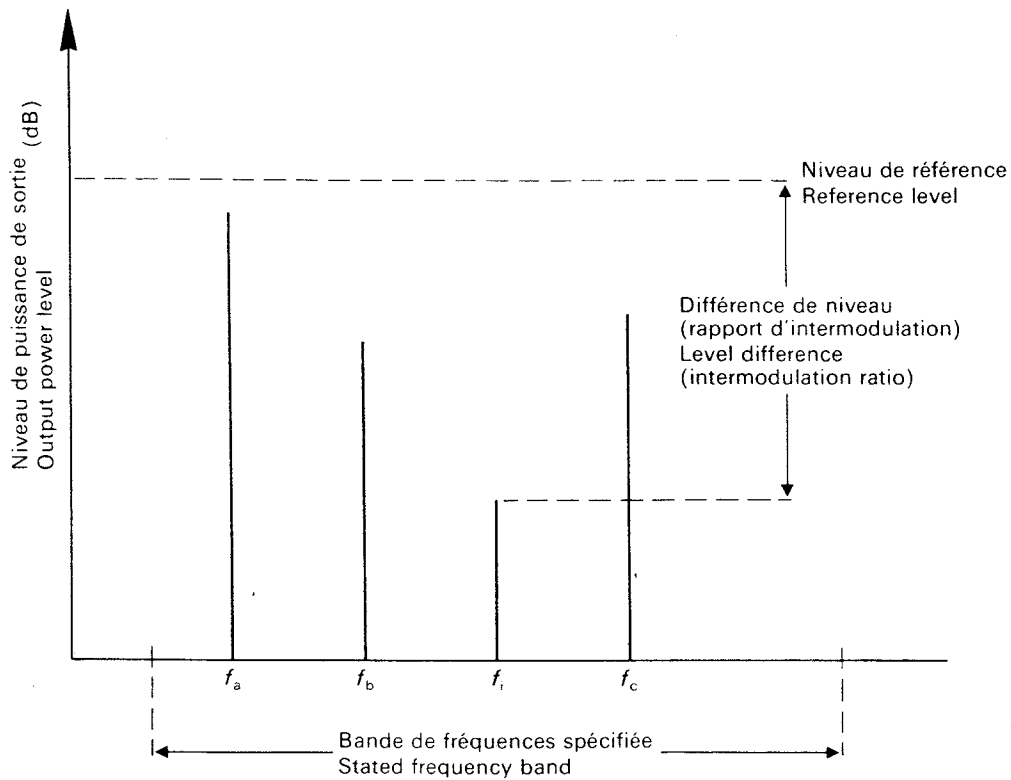
FIG. 52. — Montage permettant d'éviter la distorsion des signaux d'excitation par intermodulation du générateur de signaux.

Arrangement to avoid distortion of driving signals by generator intermodulation.



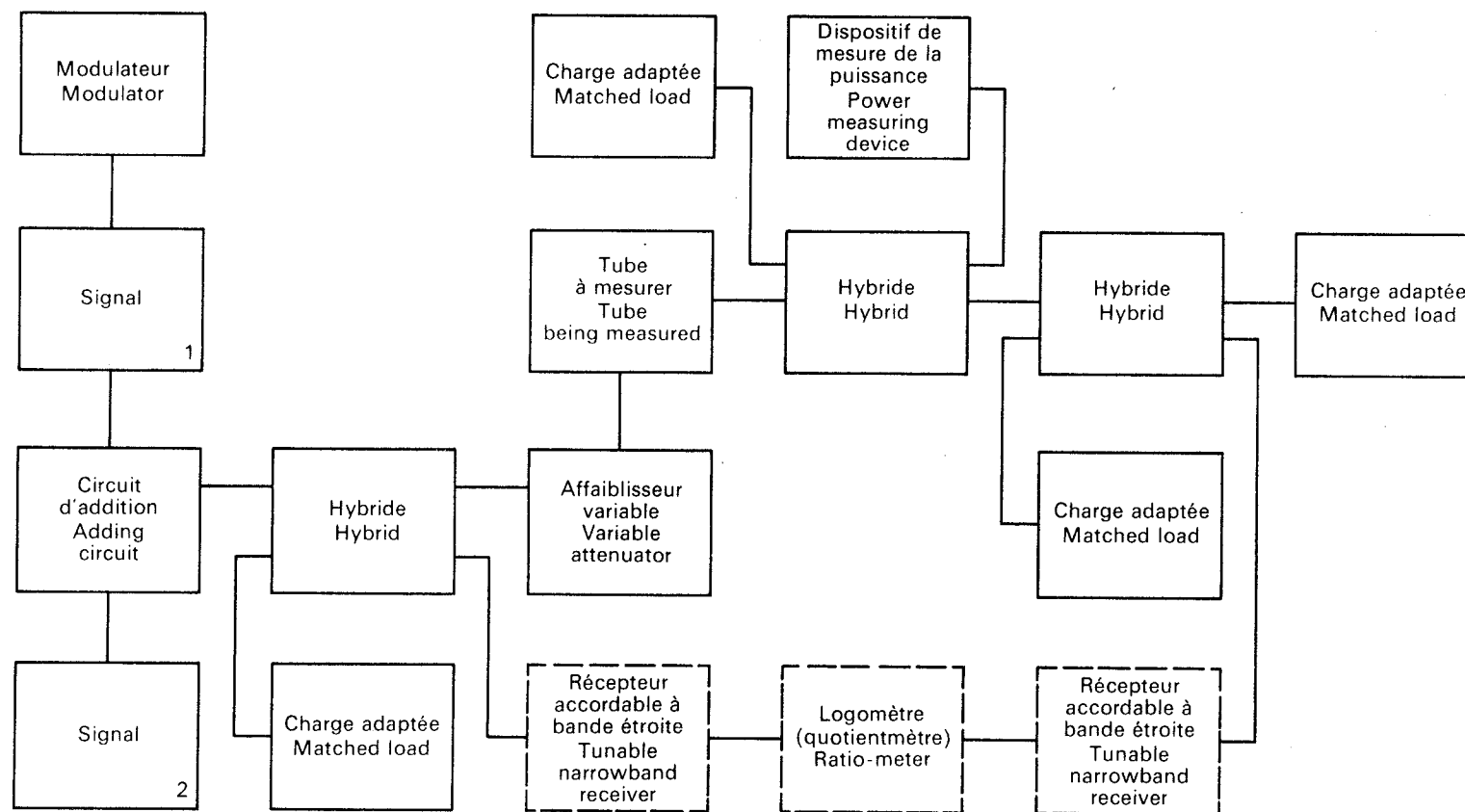
322/76

FIG. 53. — Intermodulation: méthode à deux fréquences.
Intermodulation: two-frequency method.



323/76

FIG. 54. — Intermodulation: méthode à trois fréquences.
Intermodulation: three-frequency method.



324/76

FIG. 55. — Schéma fonctionnel du circuit pour la mesure du facteur de transfert modulation d'amplitude/modulation d'amplitude.
Block diagram of circuit for measuring A.M.-A.M. transfer factor.

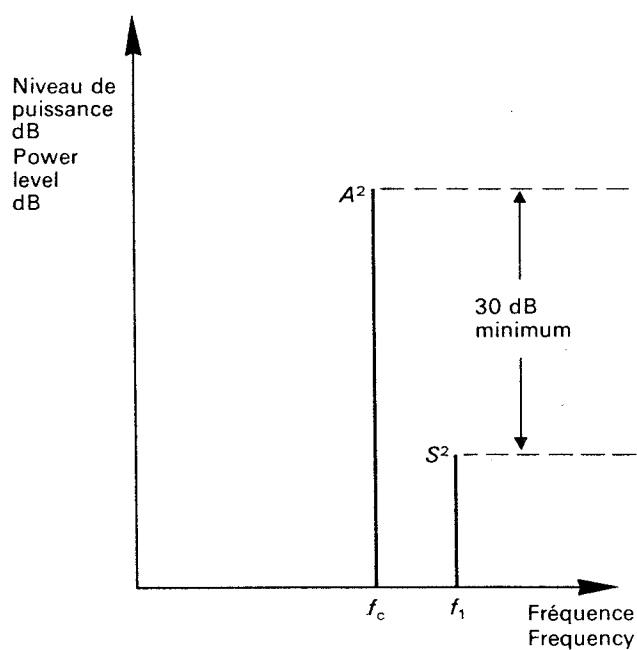


FIG. 56a— Signal d'entrée.
Input signal.

325/76

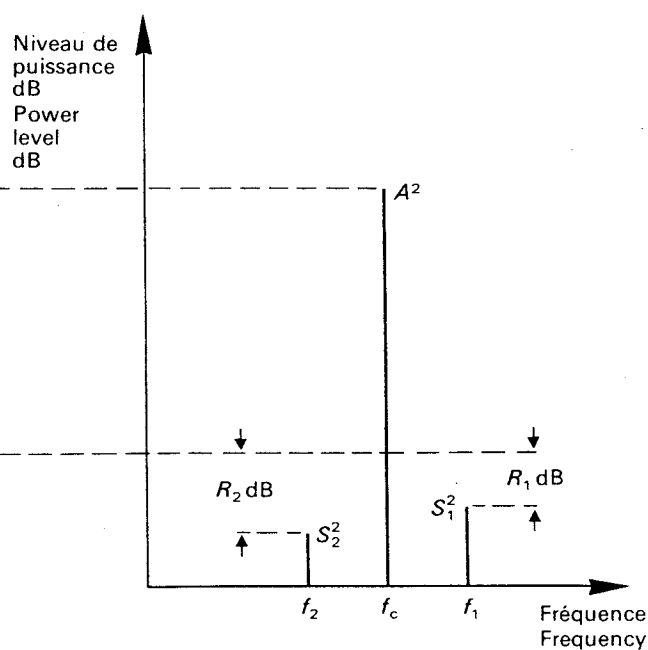
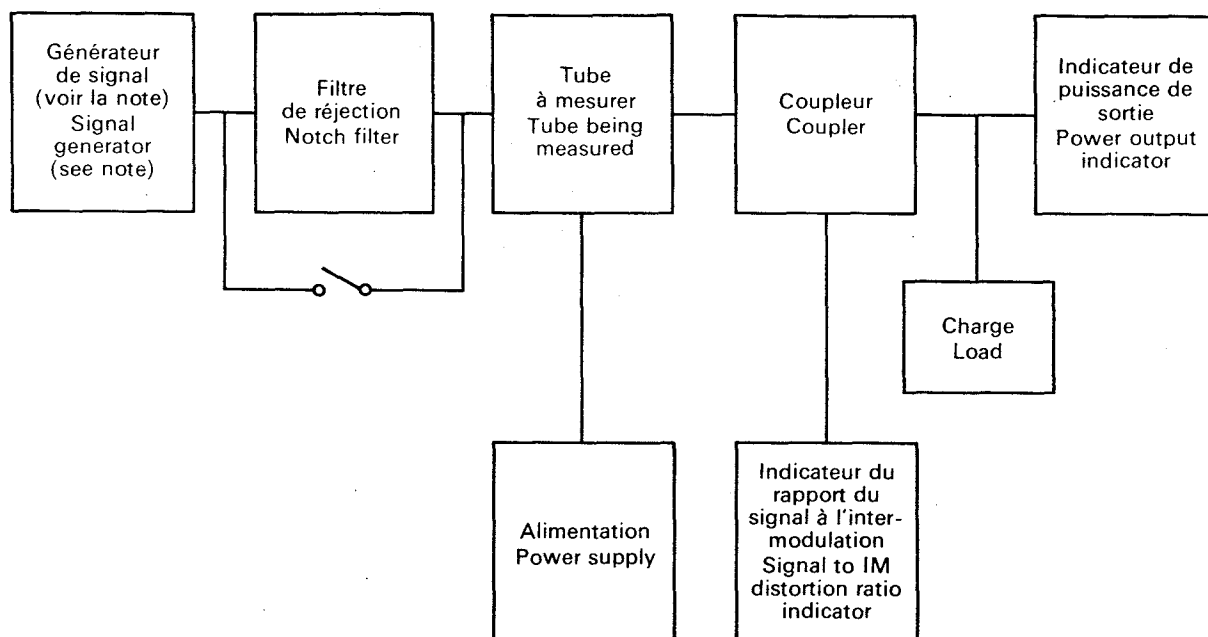


FIG. 56b— Signal de sortie atténué pour que le
niveau en f_c soit identique à la
puissance d'entrée A^2 .
Output signal attenuated to make the
level at f_c identical to A^2 input.

326/76

FIG. 56. — Signaux d'entrée et de sortie pour la méthode à bande latérale unique pour la mesure de la compression et de la conversion modulation d'amplitude/modulation de phase.
Input and output signals for single sideband method of measuring compression and A.M.-P.M. conversion.

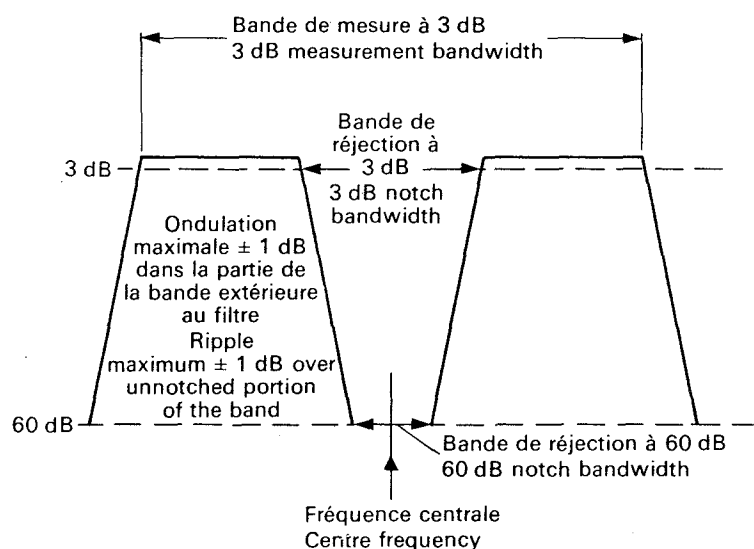


327/76

Note. — Voir la figure 58 pour les caractéristiques typiques d'un générateur de signal (cas du filtre en service).

Note. — See Figure 58 for typical characteristics of the signal generator (in the case of notch filter).

FIG. 57. — Bruit blanc, première méthode (simulation du fonctionnement avec suppression de porteuse(s), ou du fonctionnement à plusieurs porteuses).
White-noise method 1 (simulation of services with suppressed carrier(s) or multi-carrier services).

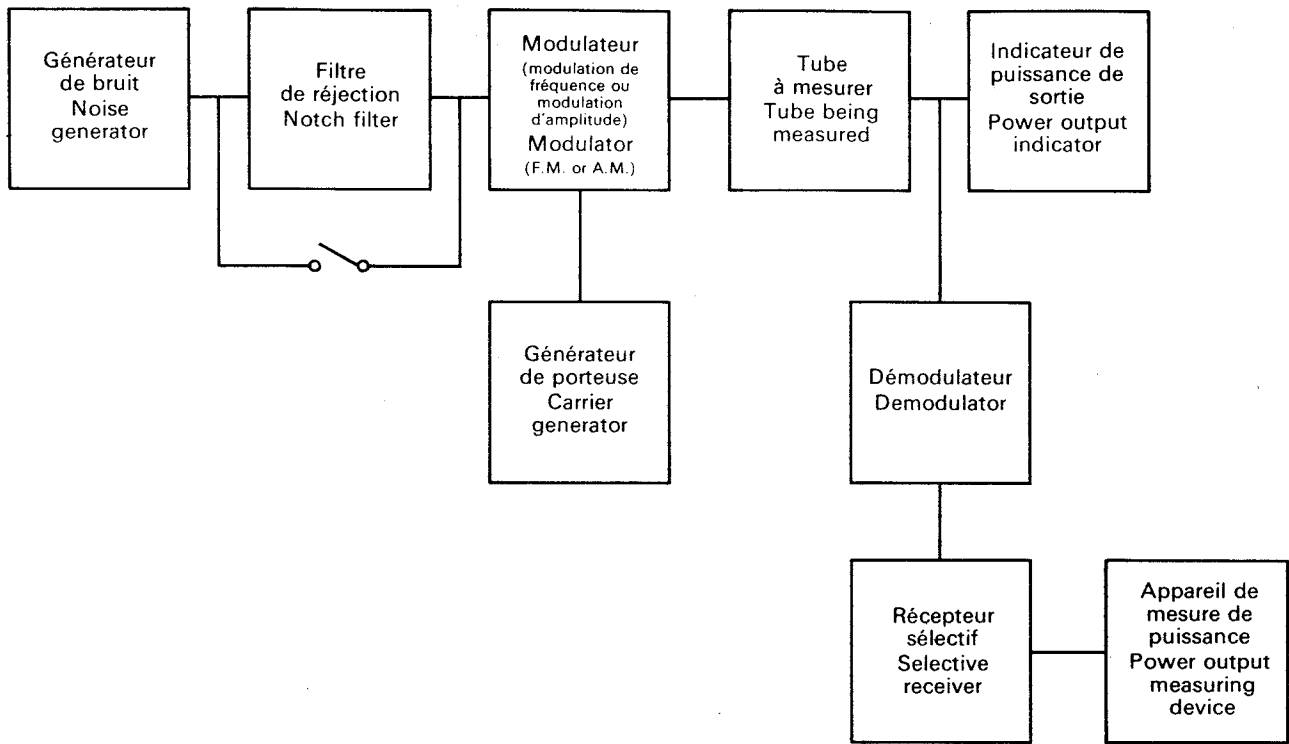


328/76

Note. — La bande de réjection à 3 dB est généralement de 8% à 10% de la bande de mesure. La bande à 60 dB est 1% à 1,5%.

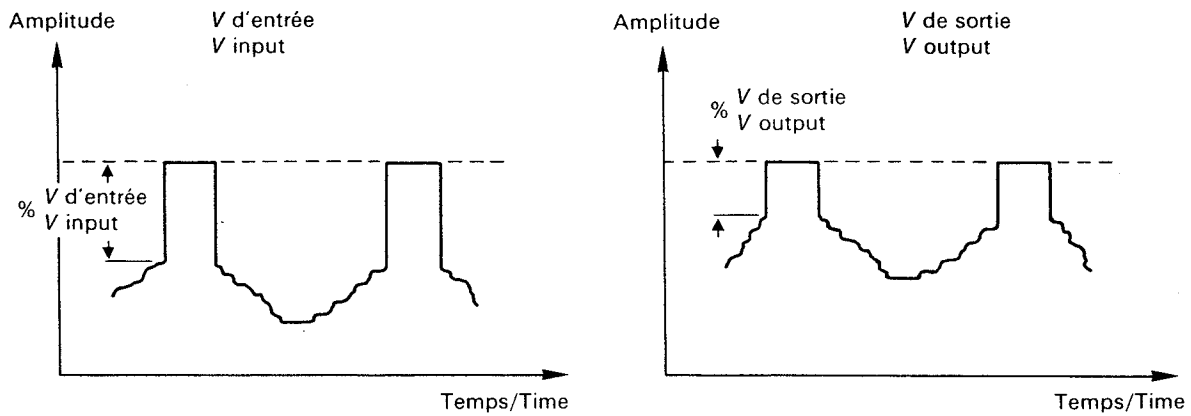
Note. — The 3 dB notch bandwidth is typically 8% to 10% of the measurement bandwidth. The 60 dB bandwidth is 1% to 1.5%.

FIG. 58. — Caractéristiques typiques du générateur de signal (filtre de réjection en service).
Typical characteristics of the signal generator (notch filter operative).



329/76

FIG. 59. — Bruit blanc, deuxième méthode (simulation du fonctionnement avec une porteuse modulée).
White-noise method 2 (simulation of services with one modulated carrier).



330/76

331/76

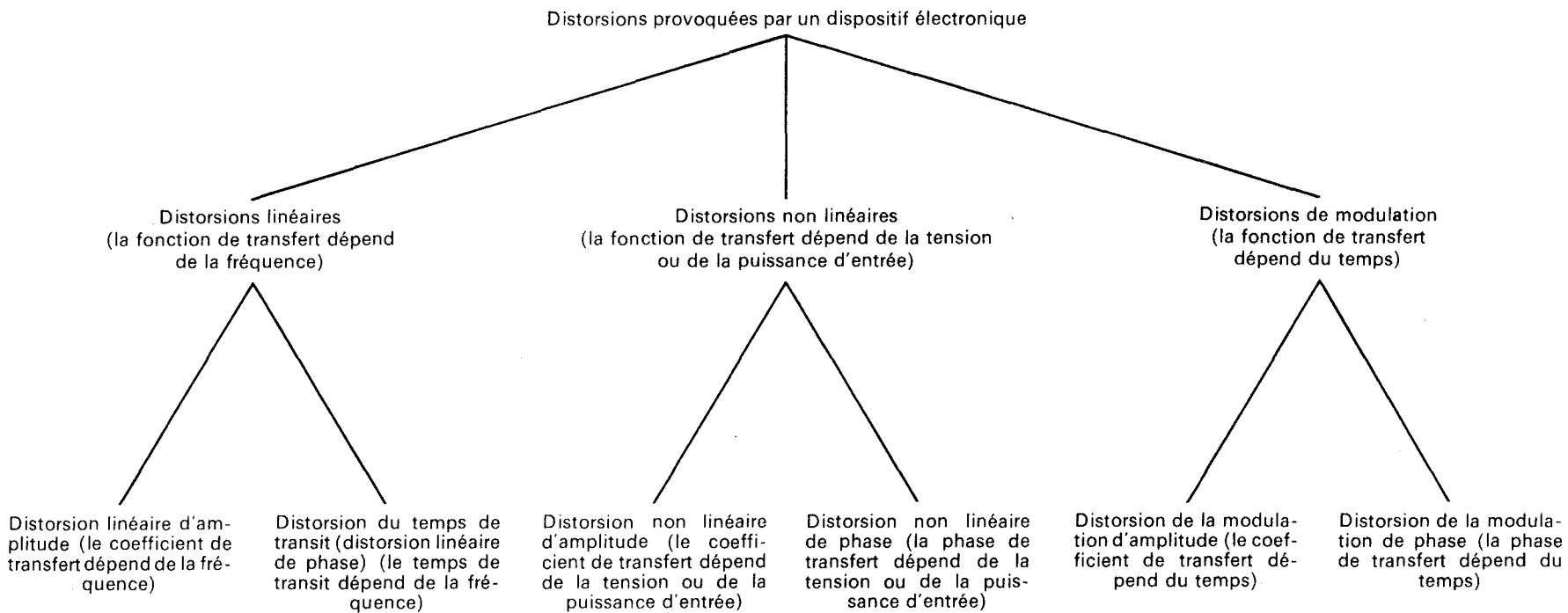
FIG. 60. — Compression de l'impulsion en télévision.
Television pulse compression.

Exemple: Si % V d'entrée = 45 et % V de sortie = 25, alors $C_p = \frac{25}{45} = 0,55$.

Example: If % V input = 45 and % V output = 25, then $C_p = \frac{25}{45} = 0,55$.

ANNEXE E

DISTORSIONS PROVOQUÉES PAR UN DISPOSITIF ÉLECTRONIQUE

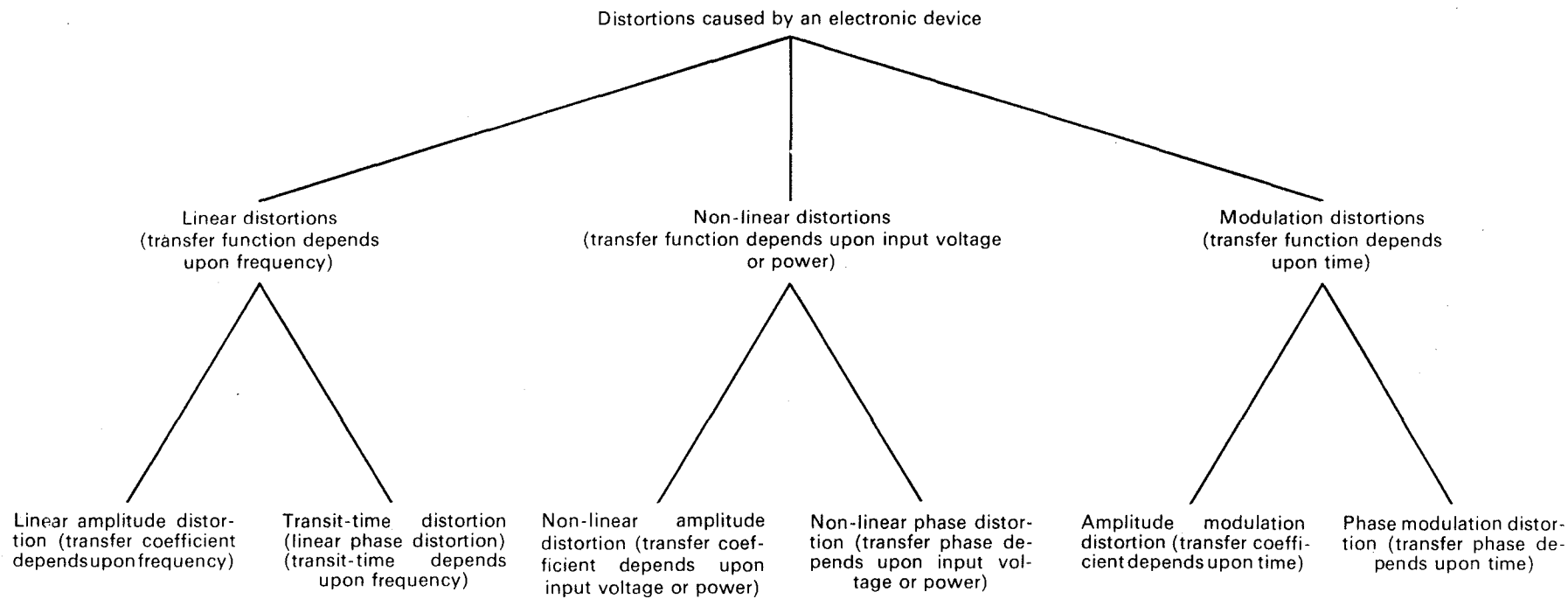


332/76

APPENDIX E

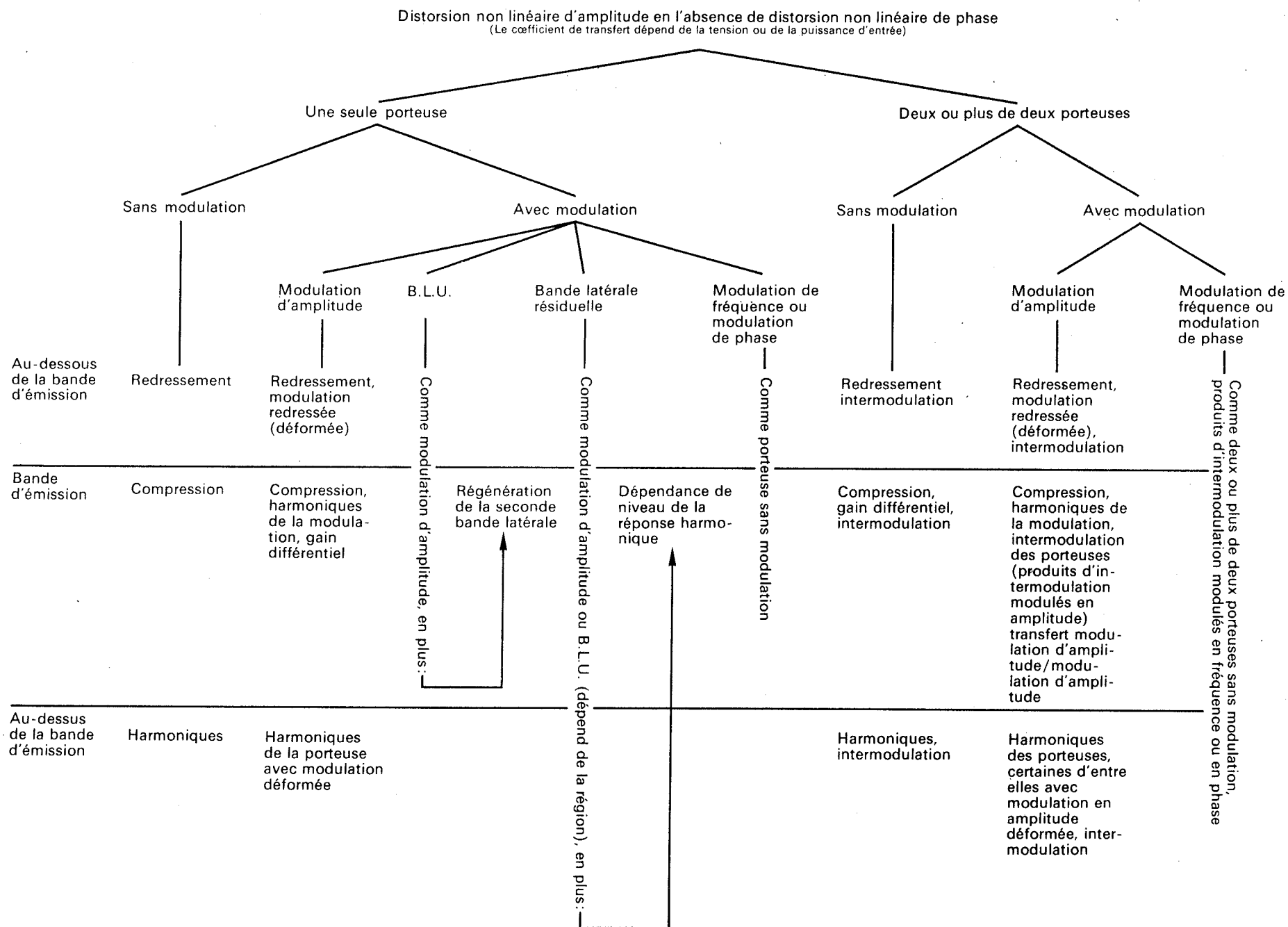
DISTORTIONS CAUSED BY AN ELECTRONIC DEVICE

332/76



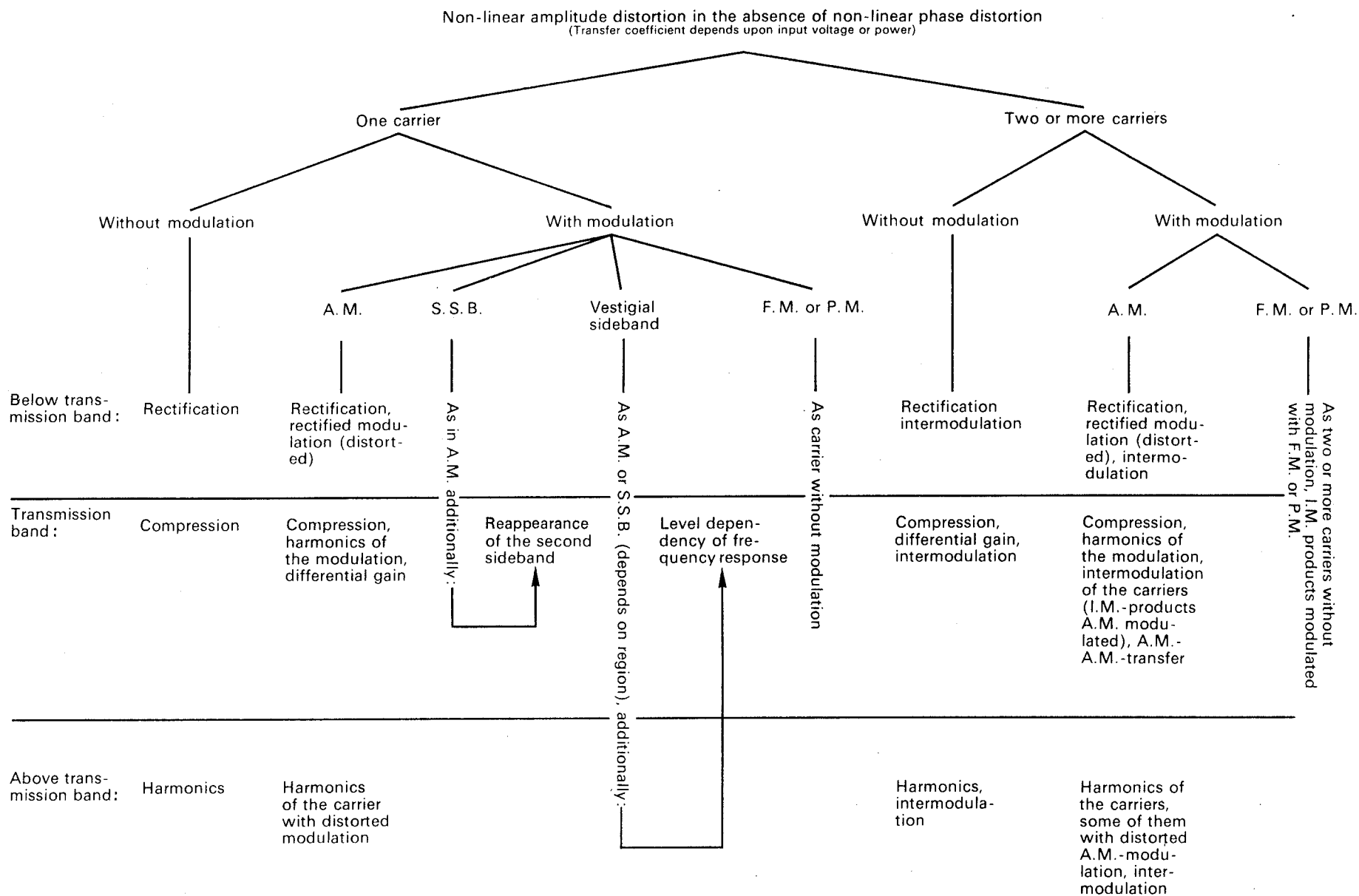
ANNEXE F

DISTORSION NON LINÉAIRE D'AMPLITUDE



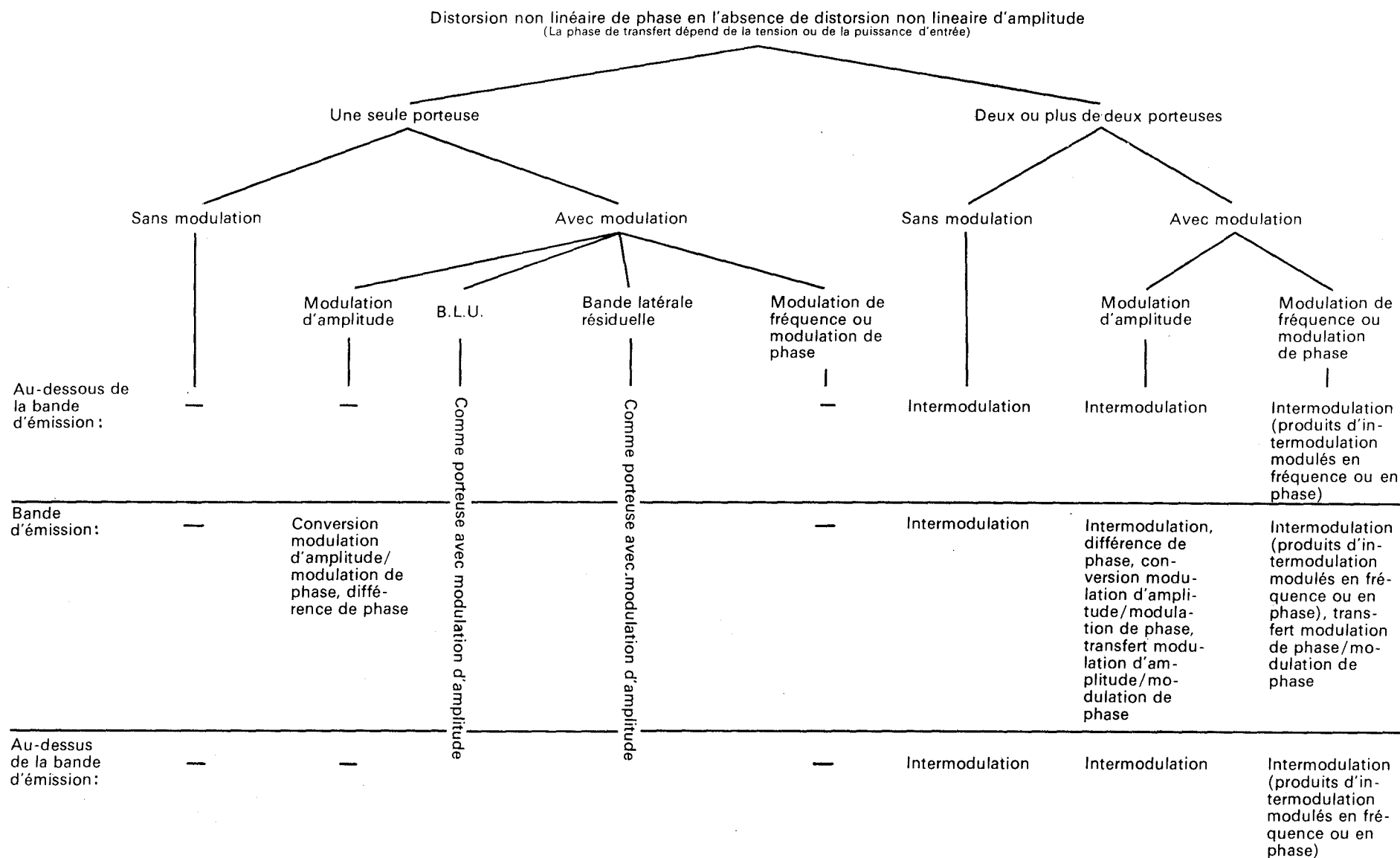
APPENDIX F

NON-LINEAR AMPLITUDE DISTORTION



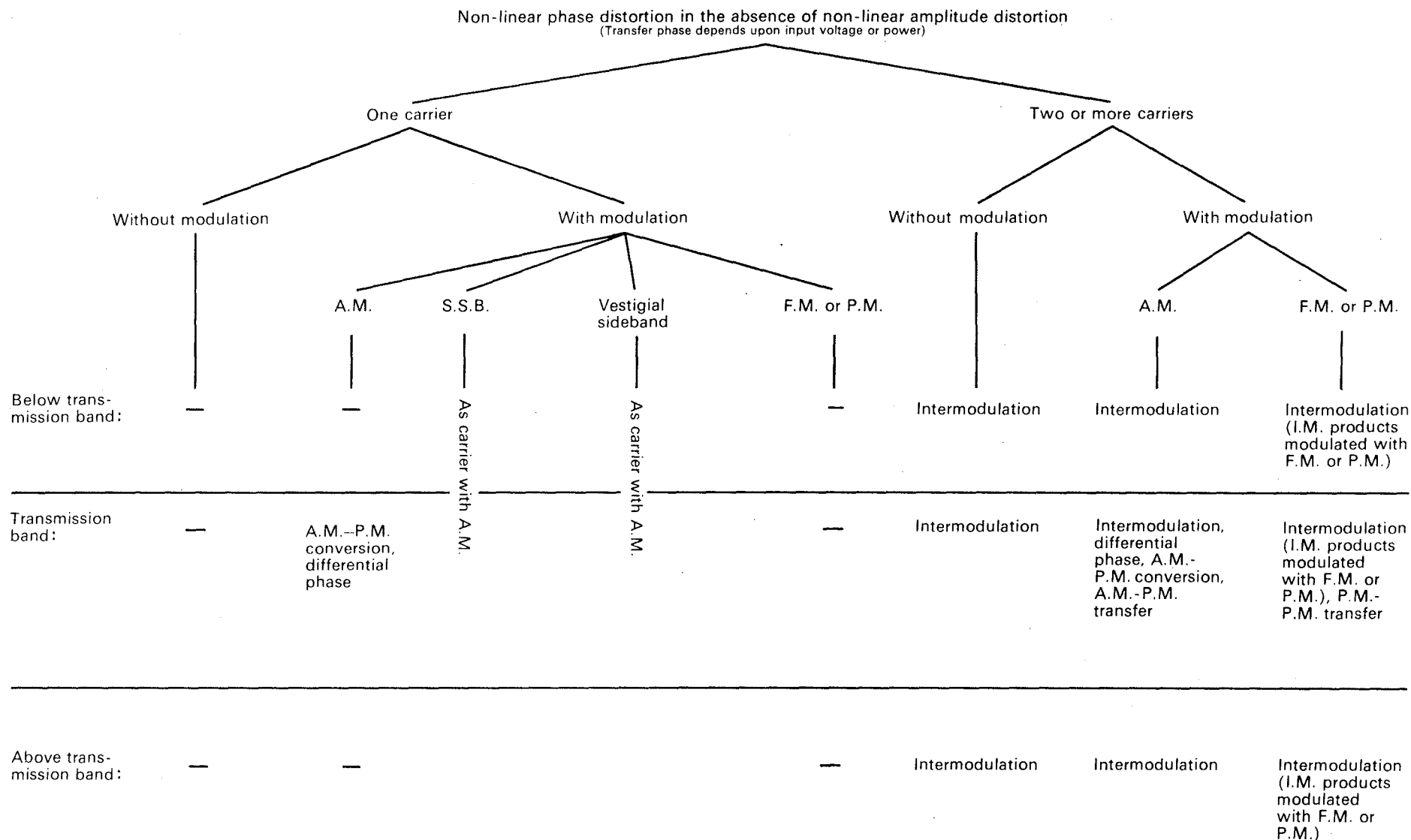
ANNEXE G

DISTORSION NON LINÉAIRE DE PHASE



APPENDIX G

NON-LINEAR PHASE DISTORTION



ICS 31.100
