

**NORME
INTERNATIONALE
INTERNATIONAL
STANDARD**

**CEI
IEC**

60235-2

Première édition
First edition
1972-01

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

**Deuxième partie:
Mesures générales**

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

**Part 2:
General measurements**



Numéro de référence
Reference number
CEI/IEC 60235-2: 1972

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**

60235-2

Première édition
First edition
1972-01

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

**Deuxième partie:
Mesures générales**

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

**Part 2:
General measurements**

© IEC 1972 Droits de reproduction réservés — Copyright - all rights reserved

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

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

International Electrotechnical Commission
Telefax: +41 22 919 0300

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



Commission Electrotechnique Internationale
International Electrotechnical Commission
Международная Электротехническая Комиссия

CODE PRIX
PRICE CODE

V

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

SOMMAIRE

	Pages
PRÉAMBULE	4
PRÉFACE	4
Chapitres	
I : Conditions générales et précautions	8
II : Mesures générales pour l'ensemble des dispositifs	12
III : Mesures générales pour les dispositifs oscillateurs	32
IV : Mesures générales pour les tubes amplificateurs	42
FIGURES	58
ANNEXE – Tubes amplificateurs à ondes progressives, type «O»	68

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC 60235-2:1972

CONTENTS

	Page
FOREWORD	5
PREFACE	5
Chapter	
I: General requirements and precautions	9
II: General measurements for all devices	13
III: General measurements for oscillator devices	33
IV: General measurements for amplifier tubes	43
FIGURES	58
APPENDIX – Forward-wave amplifier tubes “O” type	69

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC 60235-2:1972

COMMISSION ÉLECTROTECHNIQUE INTERNATIONALE

**MESURE DES CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES
DES TUBES POUR HYPERFRÉQUENCES**

Deuxième partie: Mesures générales

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

Un premier projet fut discuté à la réunion du CE 39 qui eut lieu à Nice en 1962. Un projet fut soumis à l'approbation des Comités nationaux suivant la Règle des Six Mois en novembre 1963. A la suite du vote et de l'examen qui prirent place à la réunion du CE 39 à Aix-les-Bains en mai 1964, un nouveau projet fut diffusé puis discuté à la réunion de Tokyo en octobre 1965, lorsqu'il fut décidé de diffuser un nouveau projet sous la référence du SC 39A tout nouvellement constitué. Ce projet fut discuté aux réunions du SC 39A à Florence et à Hambourg en 1966. A la suite de ces réunions, un projet fut soumis à l'approbation des Comités nationaux suivant la Règle des Six Mois en juillet 1967.

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

Allemagne	Israël
Australie	Italie
Belgique	Japon
Canada	Pologne
Danemark	Royaume-Uni
Etats-Unis	Suède
d'Amérique	Suisse
France	Turquie

Les travaux commencèrent séparément sur les mesures générales des tubes amplificateurs (Chapitre IV). Un premier projet fut discuté aux réunions du SC 39A à Florence et à Hambourg en 1966. Un projet ultérieur fut discuté à la réunion du SC 39A à New Haven, Etats-Unis d'Amérique, en 1967. A la suite de cette dernière réunion, un projet fut soumis à l'approbation des Comités nationaux suivant la Règle des Six Mois en mars 1968.

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION

**MEASUREMENT OF THE ELECTRICAL PROPERTIES
OF MICROWAVE TUBES**

Part 2: General measurements

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 recommendations and the corresponding national rules should, as far as possible, be clearly indicated in the latter.

PREFACE

This Recommendation has been prepared by IEC Technical Committee No. 39, Electronic tubes, and Sub-Committee 39A, Microwave tubes.

A first draft was discussed during the TC 39 meeting held in Nice in 1962. A draft was submitted to National Committees for approval under the Six Months' Rule in November 1963. As a result of the voting and consideration during the TC 39 meeting held in Aix-les-Bains in May 1964 a new draft was circulated and discussed at the Tokyo meeting in October 1965, when it was agreed to circulate a new draft under the newly-formed SC 39A. This draft was discussed at the meetings of SC 39A in Florence and Hamburg in 1966. As a result a draft was submitted to the National Committees for approval under the Six Months' Rule in July 1967.

The following countries voted explicitly in favour of publication:

Australia	Japan
Belgium	Poland
Canada	Sweden
Denmark	Switzerland
France	Turkey
Germany	United Kingdom
Israel	United States
Italy	of America

Work was started separately on general measurements for amplifier tubes (Chapter IV). A first draft was discussed at the Florence and Hamburg meetings of SC 39A in 1966. A further draft was discussed at the meeting of SC 39A in New Haven, United States of America, in 1967. As a result a draft was submitted to the National Committees for approval under the Six Months' Rule in March 1968.

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

Allemagne	Pays-Bas
Australie	Pologne
Belgique	Royaume-Uni
Danemark	Suède
Etats-Unis	Suisse
d'Amérique	Tchécoslovaquie
Israël	Turquie
Japon	Union des Républiques Socialistes Soviétiques

En raison de sa similarité avec un document sur les tubes amplificateurs d'ondes mobiles et du vote négatif porté sur ce dernier pour cause de duplication possible, il fut décidé de modifier légèrement le Chapitre IV. Un projet modifié fut soumis à l'approbation des Comités nationaux suivant la Procédure des Deux Mois en octobre 1969.

Les pays suivants se sont prononcés explicitement en faveur de la publication d'un Chapitre IV modifié:

Allemagne	Pays-Bas
Australie	Pologne
Belgique	Royaume-Uni
Etats-Unis	Suède
d'Amérique	Suisse
France	Tchécoslovaquie
Italie	Turquie
Japon	Union des Républiques Socialistes Soviétiques

Cette recommandation renferme également les mesures acceptées par les Comités nationaux pour les transférer des Parties 3 à 9 inclus à la Partie 2 de la Publication 235. Le détail des votes est indiqué dans les préfaces aux parties correspondantes.

The following countries voted explicitly in favour of publication:

Australia	Poland
Belgium	Sweden
Czechoslovakia	Switzerland
Denmark	Turkey
Germany	Union of Soviet
Israel	Socialist Republics
Japan	United Kingdom
Netherlands	United States of America

As a result of similarity with a document on travelling-wave amplifier tubes, and a negative vote on the latter because of possible duplication, it was decided to amend slightly Chapter IV and a draft was submitted to the National Committees for approval under the Two Months' Procedure in October 1969.

The following countries voted explicitly in favour of the publication of an amended Chapter IV:

Australia	Poland
Belgium	Sweden
Czechoslovakia	Switzerland
France	Turkey
Germany	Union of Soviet
Italy	Socialist Republics
Japan	United Kingdom
Netherlands	United States of America

Also included in this Recommendation are measurements accepted by the National Committees for transfer to Part 2 of Publication 235 from Parts 3-9 inclusive. The records of voting are shown in the prefaces to the relevant parts.

MESURE DES CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES DES TUBES POUR HYPERFRÉQUENCES

Deuxième partie: Mesures générales

CHAPITRE I : CONDITIONS GÉNÉRALES ET PRÉCAUTIONS

1. Appareils de mesure

Les montures, coupleurs directifs, appareils de mesure de fréquence, détecteurs de taux d'ondes stationnaires et charges doivent être appropriés afin d'assurer une adaptation correcte dans la bande de fréquence et aux niveaux de puissance désirés.

Il convient de contrôler le taux d'ondes stationnaires du matériel de mesure pour toute la bande de fréquence désirée; les montures accordables et les ondemètres doivent être accordés aux fréquences désirées.

Lorsque des guides d'ondes sont utilisés, leurs parois intérieures doivent être propres et libres de toute obstruction et les guides doivent être assemblés avec les appareils de mesure de façon aussi directe et aussi précise que possible. Lorsqu'on utilise une ligne coaxiale, on doit vérifier qu'il n'y a pas de discontinuité de l'impédance aussi bien dans le conducteur intérieur que dans le conducteur extérieur. La charge doit avoir la valeur requise d'adaptation pour toute la bande de fréquence concernée. Par exemple, dans le cas d'un couplage de guides d'ondes, il convient d'utiliser soit un guide d'ondes de dimensions requises, soit un adaptateur progressif ayant d'un côté des dimensions requises et de l'autre côté les dimensions voisines de façon à couvrir toute la gamme de fréquences utilisée.

Les circuits de sortie, couplage et lectures en basse fréquence doivent avoir une constante de temps ou des caractéristiques de réponse en impulsions qui n'apportent pas de distorsion aux formes d'onde étudiées.

Tout dispositif de mesure employé doit être protégé de telle façon que les champs électromagnétiques parasites aient une influence négligeable sur son fonctionnement.

2. Conditions de température

Les conditions de température doivent être normalement précisées pour les mesures.

Dans le cas où les températures de mesure ne seraient pas indiquées, il serait prudent de s'assurer que la température du corps ou de la surface de référence du tube ne dépasse pas 125°C.

Lorsqu'il est nécessaire de mesurer la température afin de satisfaire aux conditions de fonctionnement ou pour la mesure du coefficient de température, il est préférable de mesurer la température à un endroit spécifié du tube plutôt que de mesurer la température ambiante, étant donné la grande variation de l'efficacité du refroidissement avec le débit et la turbulence du réfrigérant.

Il convient également de maintenir les conditions de fonctionnement constantes pendant un temps suffisant afin que toutes les parties du tube aient atteint leur température d'équilibre.

2.1 Refroidissement artificiel

Lorsque le refroidissement forcé est nécessaire, les indications suivantes doivent être données:

- a) nature du réfrigérant;
- b) méthode d'application;

MEASUREMENT OF THE ELECTRICAL PROPERTIES OF MICROWAVE TUBES

Part 2: General measurements

CHAPTER I: GENERAL REQUIREMENTS AND PRECAUTIONS

1. Measuring equipment

Measurement mounts, directional couplers, frequency-measuring apparatus, standing-wave detectors and loads should be measured for proper match over the required frequency band and power levels.

It is desirable that the complete measuring equipment be checked for standing waves over the required frequency band while any tunable mounts or wavemeters are tuned over their appropriate ranges.

When waveguides are used, their internal walls should be clean and free from obstructions and the guide should be assembled together with the measuring instruments as straight and as square as possible. When coaxial lines are used, these should be measured to ensure impedance continuities in both the inner and outer conductors. The load should have the required values of matching over the whole frequency band concerned. For example, with waveguide coupling either the required waveguide size, or a tapered coupling from the required size to an adjacent size that will cover the required frequency band, should be used.

The low-frequency output, coupling and display circuits, must have time constants or pulse response characteristics that do not affect the measurements being made.

Any measuring device used should be protected in such a way that stray electromagnetic fields have a negligible effect on its performance.

2. Temperature conditions

It is normally necessary to state the temperature conditions required during measurements.

As a general precaution, when operating temperatures are not stated, it is good practice to ensure that the temperature of the body or reference surface of the tube does not exceed 125 °C.

When the measurement of temperature is required for operating conditions or temperature coefficients, it is preferable to measure the temperature at a stated part of the tube rather than to measure the ambient temperature. This is because of the large variation in cooling efficiency with the rate of flow and turbulence of the cooling medium.

It is also necessary to maintain steady conditions for a sufficient time to ensure that all parts of the tube have reached their equilibrium temperature.

2.1 Forced cooling

When forced cooling is required the following should be quoted:

- a) type of coolant;
- b) method of application;

- c) débit ou différence de pression entre l'entrée et la sortie dans des conditions ambiantes données;
- d) limites de la température à l'entrée ou à la sortie;
- e) température maximale admissible à un endroit donné du corps du tube.

3. **Pressurisation**

Lorsqu'une pressurisation est nécessaire, les points suivants doivent être considérés avant et pendant le fonctionnement du tube:

- a) Le système doit être propre et exempt de condensation; il doit, de plus, présenter une étanchéité suffisante pour assurer la pureté du gaz.
- b) Les limites minimales ou maximales de la pression de gaz que les composants pour hyperfréquences peuvent subir sans détérioration ni déformation mécanique doivent être respectées.
- c) La nature, la pureté, le degré hygrométrique et la température du gaz doivent se trouver à l'intérieur de limites précisées.

Précautions à prendre

En présence d'arcs, certains gaz utilisés pour la pressurisation se dissocient et dégagent des quantités de gaz toxiques; une bonne aération est donc essentielle.

4. **Dangers de radiations**

4.1 *Rayonnement radiofréquence*

La puissance en radiofréquence peut être émise non seulement à travers le dispositif de couplage normal de sortie, mais aussi à travers d'autres ouvertures (par exemple, fuites). Cette puissance en radiofréquence peut être suffisamment intense pour être dangereuse pour le corps humain et notamment pour les yeux. Un tel rayonnement peut être encore plus intense si le tube ne fonctionne pas correctement. Si l'on observe le dispositif pour n'importe quelle raison, par exemple pour relever la température de la cathode, ou pour surveiller les arcs éventuels, la vue de l'opérateur peut être endommagée. S'il est indispensable de procéder à de telles observations, un écran adéquat contre le rayonnement r.f. doit être utilisé.

Un tel écran pourrait consister en une toile en fil de cuivre, à petites mailles par rapport à la longueur d'onde du rayonnement; les observations peuvent être également faites à travers un petit trou ou un tube atténuateur monté dans la paroi du guide de sortie, par exemple à un coude convenable.

En général, l'absorption du rayonnement par le corps humain est d'autant plus importante que la longueur d'onde est plus petite et par conséquent, pour une puissance donnée, le danger varie considérablement avec la longueur d'onde.

Sous certaines conditions de fonctionnement, il peut y avoir des rayonnements parasites à des longueurs d'onde plus petites que celle propre au fonctionnement du tube.

4.2 *Rayons X*

Une intensité dangereuse de rayons X peut être émise par des tubes qui fonctionnent à des tensions supérieures à 5 kV. Une protection suffisante (un blindage contre les rayons X) est alors indispensable pour l'opérateur. Des indications relatives à l'intensité éventuelle de rayons X doivent toujours être données.

Lorsque des observations visuelles sont faites à travers une ouverture, il importe de fournir une protection aux yeux; par exemple, en intercalant un verre au plomb approprié.

L'expérience a montré que l'intensité des rayons X émis peut correspondre à une valeur de tension beaucoup plus élevée que celle réellement appliquée.

- c) rate of flow, or pressure difference between inlet and outlet at stated ambient conditions;
- d) limits of inlet or outlet temperature;
- e) maximum permitted body temperature of the tube at a stated point.

3. **Pressurizing**

When pressurizing is required, the following items should receive attention before and during operation of the tube:

- a) The system shall be clean and free from condensate and be capable of adequate sealing to maintain gas purity.
- b) The minimum or maximum limits of gas pressure to which the microwave components can be subjected without damage or mechanical distortion shall be observed.
- c) The nature, purity, dryness and temperature of the gas shall be within stated limits.

Precaution

In the presence of arcing, certain gases used in pressurization dissociate and release quantities of toxic gas; adequate ventilation is therefore essential.

4. **Radiation dangers**

4.1 *R.F. radiation*

R.F. power may be emitted not only through the normal output coupling but also through other apertures (for example, leaks). This r.f. power may be sufficiently intense to cause danger to the human body, particularly to the eyes. Such radiation may be increased if the tube is functioning incorrectly. Looking into the device for any reason, e.g. observation of cathode temperature or possible arcing, may seriously endanger the eyesight. If it is essential to make such observations, adequate r.f. screening must be provided.

Screening may be by the use of copper gauze whose mesh is small compared with the radiation wavelength; alternatively, observations may be made through a small hole or an attenuating tube set in the wall of the output waveguide, e.g. at a suitable bend.

In general, the absorption of radiation by body tissues is a function of the wavelength and, for comparable radiated power, the danger may vary considerably with wavelength.

In certain conditions of operation there may be unwanted radiations at wavelengths shorter than that for the proper mode of operation.

4.2 *X-radiation*

A highly dangerous intensity of X-rays may be emitted by tubes operating on voltages higher than approximately 5 kV. Adequate protection (X-ray shielding) for the operator is then necessary. Information concerning the possible intensity of X-rays should always be provided.

When visual observations are being made through an aperture, it is important to provide protection to the eye; for example, by interposing a suitable piece of lead glass.

There is evidence that the emission intensity of X-rays may correspond to a value of applied voltage much higher than that expected from the actual value applied to the anode.

CHAPITRE II : MESURES GÉNÉRALES POUR L'ENSEMBLE DES DISPOSITIFS

5. Puissance

5.1 Puissance de sortie moyenne en radiofréquence

La puissance de sortie moyenne est mesurée, le tube fonctionnant dans des conditions définies.

La mesure de la puissance peut être effectuée indifféremment par l'une ou l'autre des deux méthodes suivantes:

Première méthode – Méthode directe – Méthode calorimétrique

Dans le cas de cette méthode, il est entendu que la totalité de la puissance de sortie doit être dissipée sous forme de chaleur dans une charge calorimétrique. Les dispositions à prendre pour la mesure de la dissipation de la chaleur doivent être telles que les pertes r.f. et thermiques soient évitées. Par exemple, lorsqu'un liquide représente la charge ou la refroidit, la formule suivante est applicable:

$$P = c(t_2 - t_1)m$$

où: P = puissance de sortie en watts

t_1 = température du liquide à l'entrée en °C

t_2 = température du liquide à la sortie en °C

c = chaleur spécifique du liquide en joules par kilogramme degré

m = débit du liquide en kilogramme par seconde.

Deuxième méthode – Méthode indirecte – Méthode bolométrique (thermistances, barreters, etc.)

Pour la mesure de la puissance de sortie, des wattmètres utilisant des dispositifs sensibles à la température tels que des barreters et des thermistances doivent, de préférence, être utilisés.

Le dispositif et sa monture doivent être étalonnés par rapport à un appareil de mesure de puissance étalon. Comme les barreters sont facilement abîmés par surcharge, ils ne sont pas recommandés pour la mesure de puissance en régime d'impulsions.

Lorsque le pont est équilibré, le montage doit présenter une bonne adaptation afin d'assurer l'exactitude des mesures sur toute la largeur de bande désirée. Si les conditions de meilleure adaptation du bolomètre et de sortie maximale du bolomètre ne coïncident pas, la condition de sortie maximale du bolomètre peut être utilisée pourvu que des précautions soient prises pour s'assurer qu'il n'y a pas d'effet de désadaptation non désirée.

Précautions

- a) Si la monture pour la mesure ou l'indication de la puissance est accordable, un isolateur, un coupleur directif ou un atténuateur doit être intercalé entre la monture et le tube pour éviter un entraînement de fréquence ou une variation de la réflexion présentée au tube par le circuit de charge et causé par l'accord.
- b) L'emploi d'un pont à auto-équilibrage est préférable, afin d'éviter sur d'autres mesures les effets d'ondes stationnaires produites par des variations de la résistance.
- c) Des erreurs de mesure d'un pourcentage important peuvent se produire aux plus hautes fréquences à cause des pertes dans la monture par suite des pertes thermiques du bolomètre et de la différence de distribution de la température du bolomètre en puissance de substitution comparée à la puissance en hyperfréquences. Ces erreurs ne peuvent être éliminées que par comparaison à un étalon.
- d) L'étalonnage de coupleurs directifs et d'autres éléments d'atténuation doit être exécuté avec le bolomètre adapté et dans les mêmes conditions de température ambiante que celles des mesures.

CHAPTER II: GENERAL MEASUREMENTS FOR ALL DEVICES

5. Power

5.1 Mean r.f. output power

The mean output power is measured with the tube operating under stated conditions.

The measurement of power may be made by either of the methods given below.

Method 1 – Direct method – Calorimetric method

In this method it is intended that the whole of the output power be dissipated as heat in a calorimetric load. Provisions for measuring the rate of dissipation of this heat should be such that r.f. and thermal losses are avoided. For example, where a liquid forms or cools the load, the following equation applies:

$$P = c(t_2 - t_1)m$$

where: P = output power in watts

t_1 = temperature of ingoing liquid in °C

t_2 = temperature of outgoing liquid in °C

c = specific heat capacity of liquid in joules per kilogram degree

m = rate of flow of liquid in kilograms per second

Method 2 – Indirect method – Bolometric method (thermistors, barretters, etc.)

For the measurement of output power, power meters using temperature-sensitive devices such as barretters or thermistors should preferably be used.

The device and its mount should be calibrated relative to a known standard power-measuring device. As barretters are easily damaged by overloading, they are not recommended for the measurement of power under pulsed conditions.

With the bridge at balance, the mount shall be matched to ensure accurate measurements over the required bandwidth. If the conditions of best bolometer match and maximum bolometer output do not coincide, the condition of maximum bolometer output may be used provided that precautions are taken to ensure that no unwanted mismatch effects occur.

Precautions

- a) If the power measuring or indicating instrument is tunable, an isolator, directional coupler, or attenuator should be inserted between the instrument and the tube in order to prevent tuning from causing frequency pulling or variation of the reflection coefficient of the load circuit.
- b) It is preferable to use a self-balancing bridge to avoid the effects on other measurements of standing waves caused by resistance changes.
- c) Considerable errors in the measurement results may arise at the higher frequencies because of the effect of losses in the mount, including thermal losses from the bolometer, and the difference in the bolometer temperature distribution with the substitution power as compared with the microwave power. These errors can be eliminated only by calibration against a standard.
- d) The calibration of directional couplers and other attenuating elements should be undertaken with the bolometer matched and in the same environment as will apply during the measurements.

- e) Le dispositif de mesure de puissance doit avoir une inertie suffisante c'est-à-dire qu'il ne doit pas être sensible à des fluctuations rapides de la puissance. Ceci est particulièrement important dans le cas d'un fonctionnement en impulsions et pour les tubes alimentés en courant alternatif.

5.2 Puissance de sortie en impulsions

Elle peut être obtenue en mesurant:

- a) la puissance moyenne de sortie selon le paragraphe 5.1, et
- b) le facteur d'utilisation.

La puissance de sortie en impulsions est alors: $\frac{\text{puissance de sortie moyenne}}{\text{facteur d'utilisation}}$

5.3 Puissance crête de sortie (puissance de sortie non compris les pointes)

Pour cette mesure, un voltmètre de crête à diodes est couplé faiblement à la sortie au moyen de coupleurs directifs appropriés à la ligne de sortie. Le voltmètre relève la valeur de crête de la tension correspondant à la puissance de sortie. Le voltmètre doit être étalonné en puissance d'onde entretenue (sans modulation) dans la plage désirée.

Si l'on ne dispose pas d'une source d'alimentation en onde entretenue d'une puissance suffisante pour permettre l'étalonnage jusqu'à la valeur de crête désirée, la courbe d'étalonnage du voltmètre pour un niveau de puissance plus bas peut être étendue au niveau désiré en ajoutant des coupleurs directifs étalonnés appropriés. Dans ce cas, la linéarité de la réponse de l'amplitude du voltmètre de crête jusqu'à la plage d'indications désirée doit être vérifiée pour la fréquence de mesure considérée.

Précautions

- a) La constante de temps d'entrée du dispositif de mesure de puissance de crête doit être suffisamment grande pour exclure les pointes.
- b) La constante de temps du circuit de sortie à travers lequel la tension est redressée doit être plus grande que l'intervalle entre les crêtes consécutives du signal redressé, d'une valeur suffisante pour être assuré qu'une augmentation ultérieure de la constante de temps ne modifiera pas la valeur indiquée.

5.4 Stabilité de puissance

La puissance de sortie (P_1) est mesurée comme il est décrit au paragraphe 5.1 ci-dessus. L'alimentation H.T. est coupée pendant un intervalle de temps spécifié; elle est ensuite appliquée de nouveau sans nouveau réglage et la puissance de sortie (P_2) est mesurée après que l'équilibre de la température a été atteint.

La stabilité de la puissance est donnée par l'expression suivante:

$$\left[1 - \frac{|P_2 - P_1|}{P_1} \right] \times 100 \%$$

5.5 Stabilité d'émission

Le tube fonctionne dans des conditions données et la valeur de la puissance de sortie du courant cathodique ou de la fréquence est mesurée. La tension (ou le courant) de chauffage est ensuite diminuée d'une valeur donnée et la valeur de la puissance de sortie, du courant cathodique ou de la fréquence, est mesurée de nouveau après un délai fixé. La variation de la quantité mesurée donne une indication sur la stabilité de l'émission.

- e) The power measuring device should have sufficient inertia, i.e. it should be insensitive to rapid power fluctuations. This is particularly important in pulse operation and in tubes with an a.c. supply.

5.2 *Pulse output power*

This is obtained by measuring:

- a) the mean output power as in Sub-clause 5.1, and
b) the duty factor.

$$\text{Then pulse output power} = \frac{\text{mean output power}}{\text{duty factor}}$$

5.3 *Peak output power (peak envelope power)*

In this measurement a peak-reading diode voltmeter is loosely coupled through suitable directional couplers to the output line. The voltmeter reads the peak value of the voltage corresponding to the output power. The voltmeter should be calibrated with c.w. (unmodulated) power within the desired range.

If a c.w. power source of enough power to permit calibration up to the desired peak value is not available, the calibration curve of voltmeter reading versus power obtained at a lower level may be extended to the desired level by the addition of suitable calibrated directional couplers. In this case, linearity of the amplitude response of the peak-reading voltmeter up to the desired range of indication should be assured for the frequency of measurement.

Precautions

- a) The input time constant of the peak-power meter shall be sufficiently long to exclude spikes.
b) The time constant of the output circuit, across which the rectified voltage appears, should be sufficiently longer than the interval between successive peaks occurring in the modulated signal to ensure that further increase in time constant does not change the indicated value.

5.4 *Power stability*

The output power (P_1) is measured as in Sub-clause 5.1 above. The H.T. supply is switched off for a stated period of time. The H.T. is then re-applied without further adjustment and the output power (P_2) is measured again after temperature equilibrium has been reached.

The power stability is expressed as:

$$\left[1 - \frac{|P_2 - P_1|}{P_1} \right] \times 100\%$$

5.5 *Emission stability*

The tube is operated under stated conditions and the output power, cathode current, or frequency is measured. The heater or filament voltage is then lowered by a stated amount and the output power, cathode current or frequency is again measured after a stated interval of time. The change in the measured quantity is a measure of the emission stability.

5.6 *Sensibilité d'amplitude à la variation de tension d'électrode*
(Coefficient AM/ ΔV , ou ΔV -AM, ou sensibilité d'amplitude.)

5.6.1 *Sensibilité de la puissance de sortie à la variation de tension d'une électrode*

Le tube fonctionne dans des conditions données. Quand l'équilibre de température est obtenu, la puissance de sortie est mesurée, la tension de l'électrode désignée est alors modifiée d'une certaine quantité et la puissance de sortie est mesurée quand l'équilibre de température est obtenu.

Le résultat de la mesure est exprimé en watts par volt ou en décibels par volt, ou par le rapport de la variation de puissance à la variation de tension d'électrode qui l'a provoquée.

5.6.2 *Sensibilité de la puissance de sortie à la modulation de la tension d'une électrode*

Le tube fonctionne dans des conditions données. Quand l'équilibre de température est obtenu, la tension de l'électrode désignée est modulée d'une quantité donnée et la variation résultante de la puissance de sortie est mesurée. Le taux de variation de la tension doit être assez élevé pour exclure de nouveaux effets thermiques.

Le résultat de la mesure est exprimé en watts par volt ou en décibels par volt, ou par le rapport de la variation de puissance à la variation de tension d'électrode qui l'a provoquée.

5.7 *Sensibilité de la fréquence aux variations de tension d'électrode*
(Coefficient FM/ ΔV , ou ΔV -FM, ou sensibilité de fréquence.)

Le tube fonctionne dans des conditions données. La tension d'électrode donnée est périodiquement variée à une rapidité telle que les effets thermiques puissent être négligés. On utilise, pour montrer la fréquence en fonction de la tension d'électrode, un discriminateur de fréquence et un oscilloscope calibré. Le coefficient fréquence tension est alors déduit de la pente de la courbe observée sur l'oscilloscope.

6. **Impulsions**

Les appareils de mesure doivent être disposés de façon telle que la distorsion introduite par leur présence soit négligeable.

Pour la mesure des performances d'un tube modulé en impulsions, il est nécessaire de définir les caractéristiques de l'impulsion de tension appliquée, la forme de l'impulsion du courant dans le tube et l'enveloppe de l'impulsion de sortie résultante.

Comme la relation entre les diverses amplitudes d'impulsions de courant, de tension et de sortie est fonction de la nature de l'interaction électronique, on doit utiliser les définitions d'impulsion applicables au type de tube considéré.

6.1 *Caractéristiques des impulsions de tension (appliquée)*

Les caractéristiques des impulsions de tension peuvent être mesurées par toute méthode convenable y compris soit:

- a) la méthode du voltmètre de crête à diode, soit
- b) la méthode de l'oscilloscope.

Pour ces deux méthodes, l'appareil de mesure peut être branché directement aux bornes de la tension à mesurer ou bien, si de hautes tensions rendent difficile le branchement direct, on peut utiliser un pont diviseur, résistif ou capacitif. Le choix de la méthode dépend de la valeur de la tension de crête à mesurer, des caractéristiques des impulsions, ainsi que de l'effet du branchement de l'appareil comme partie de la charge, sur l'alimentation.

5.6 *Amplitude sensitivity to electrode voltage variation*
(AM/ ΔV , or ΔV -AM coefficient, or amplitude sensitivity.)

5.6.1 *Output power sensitivity to variation of an electrode voltage*

The tube is operated under stated conditions. When thermal stability is achieved the output power is measured, the voltage at a stated electrode is then varied by a stated amount and the resultant output power is measured when thermal stability is achieved.

The result of the measurement is expressed in watts per volt, or decibels per volt, or as the ratio of a change in power to the causative change in electrode voltage.

5.6.2 *Output power sensitivity to modulation of an electrode voltage*

The tube is operated under stated conditions. When thermal stability is achieved the voltage at a stated electrode is modulated by a stated amount and the consequent variation in output power is measured. The rate of change of voltage must be high enough to exclude thermal effects.

The result of the measurement is expressed in watts per volt, or decibels per volt, or as the ratio of change in power to the causative change in electrode voltage.

5.7 *Frequency sensitivity to electrode voltage variations (C.W. operation)*
(FM/ ΔV , or ΔV -FM coefficient, or frequency sensitivity.)

The tube is operated under stated conditions. The stated electrode voltage is periodically varied at such a rate that thermal effects may be neglected. A frequency discriminator and a calibrated oscilloscope are used to display the frequency as a function of the electrode voltage. The voltage coefficient of frequency is then derived from the slope of the curve observed on the oscilloscope.

6. **Pulse characteristics**

The measuring devices should be so arranged that pulse distortion introduced by their presence is negligible.

In the measurement of the performance of a pulse-modulated tube it is necessary to establish the characteristics of the applied voltage pulse, the pulse waveform of the current drawn by the tube and the envelope of the resulting output pulse.

Because the relative amplitudes of the current, voltage and output pulses depend upon the nature of the electronic interaction, the pulse definitions applicable to the particular tube type should be used.

6.1 *Voltage pulse characteristics (applied)*

Measurement of the voltage pulse characteristics may be made by any suitable method, including either:

- a) peak diode voltmeter method, or
- b) C.R.O. display method.

Both of these methods may be used with the instrument connected directly across the circuit being measured or, where high voltages make this impracticable, a resistive or capacitive dividing network may be used. The choice of method will depend on the value of the peak voltage being measured and on the characteristics of the pulses as well as on the effect of the instrumentation, as part of the load, upon the supply.

Première méthode — Méthode au voltmètre de crête à diode

Pour la mesure de l'amplitude des impulsions répétitives, l'emploi du circuit pour le voltmètre de crête à diode indiqué à la figure 1, page 58, est conseillé. La tension de crête inverse limite de la diode en régime d'impulsions doit être supérieure à la tension d'impulsion maximale à mesurer, augmentée de la tension de l'onde inverse éventuelle qui pourrait se produire. En général, cette méthode est applicable à des tensions d'impulsions inférieures à 35 kV environ.

La diode doit être choisie pour pouvoir fournir un courant suffisant sous sa tension de chauffage nominale. La charge capacitive apportée au générateur d'impulsions sera constituée par la capacité de la diode augmentée de la capacité du transformateur de chauffage du filament, ce dernier devant être suffisamment isolé pour pouvoir supporter la tension d'impulsion.

La constante de temps RC doit être supérieure à l'intervalle entre deux impulsions d'au moins deux ordres de grandeur. La résistance R doit être choisie telle qu'elle charge peu le générateur d'impulsions; elle a généralement une valeur de plusieurs centaines de mégohms. Le condensateur doit avoir une tension limite supérieure à la valeur de la tension à mesurer et, afin de diminuer les effets d'induction néfastes, doit être un condensateur de type R.F. (généralement disponible seulement en valeurs basses) qui sera monté en parallèle sur le condensateur principal.

Le circuit peut être étalonné avec une tension continue ou à l'aide d'une résistance de valeur connue et d'un appareil calibré avec précision. Il est recommandé également d'employer la méthode de vérification à l'oscilloscope pour contrôler la distorsion éventuelle de la forme de l'impulsion qui pourrait introduire des effets indésirables.

L'extension de cette méthode à des tensions supérieures à 35 kV environ est illustrée dans la figure 2, page 58, dans laquelle un pont diviseur à résistances est employé. Les résistances R_a et R_b doivent être non inductives et doivent être choisies de valeurs telles que la diode fonctionne à l'intérieur de ses limites de tension. Il peut être nécessaire d'ajouter des condensateurs C_a et C_b tels que les constantes de temps des deux parties du diviseur soient égales. L'impédance effective du circuit de la diode est en parallèle sur R_b et C_b pendant la durée de l'impulsion, et il doit être tenu compte de son influence. Afin de limiter la distorsion de l'impulsion, la constante de temps constituée par la capacité d'entrée et par la résistance d'entrée de tout le circuit du voltmètre de crête doit être très inférieure à la durée de l'impulsion.

Si une pointe se produit sur l'impulsion de tension, il convient d'ajouter une résistance en série avec le voltmètre de crête (voir figure 3, page 59). La valeur correcte de cette résistance R_c est déterminée au mieux en relevant la courbe de variation de l'indication de l'appareil par rapport à l'augmentation de la résistance (voir figure 4, page 59).

La précision peut être améliorée si les composants du circuit et du shunt utilisés sont, soit enfermés dans un boîtier thermostaté étanche à la poussière et muni de dispositifs appropriés pour le montage, soit disposés dans un bain d'huile pour supprimer l'effet corona.

Deuxième méthode — Méthode d'observation à l'oscilloscope

L'oscilloscope avec un diviseur convenable peut être utilisé pour la mesure des caractéristiques d'impulsion, par exemple la durée, le temps de montée, le temps de descente et l'amplitude.

Des détails sur quelques circuits diviseurs convenables sont donnés ci-dessous:

a) Circuit diviseur résistif (voir figure 5, page 60)

La résistance totale doit être suffisamment faible pour éviter des erreurs dues à la capacité d'entrée de l'oscilloscope; en pratique une valeur comprise entre 10 000 et 40 000 ohms s'est avérée satisfaisante. La dissipation dans le pont diviseur est supérieure à celle que l'on pourrait attendre en supposant une impulsion à sommet plat, et il est recommandé de prévoir un facteur de 2,5 fois la dissipation présumée. Il faut veiller à ce que les effets de

Method 1 – Peak diode voltmeter method

For measurement of the amplitude of repetitive pulses the peak diode voltmeter circuit as shown in Figure 1, page 58, is recommended. The peak inverse voltage rating of the diode under pulsed conditions should exceed the maximum pulse voltage plus any backswing voltage which may occur. In general practice, the application of this method is limited to pulse voltages below approximately 35 kV.

The diode should be chosen to have adequate current carrying capacity at its nominal heater voltage. The capacitive load on the pulse generator will be the capacitance of the diode plus the capacitance of the heater transformer, which should be suitably insulated to withstand the pulse voltage.

The time constant RC should be at least two orders of magnitude greater than the time between pulses. The resistor R should be chosen so that the load on the pulse generator is small and will usually have a value of many hundreds of megohms. The capacitor should have a voltage rating greater than the value of the pulse amplitude to be measured and, in order to reduce serious inductive effects, should be made up of an r.f. type of capacitor (generally available only in small values) in parallel with the main capacitor.

The circuit may be calibrated with a d.c. voltage or by a resistor of known value and an accurately calibrated current meter. It is also recommended that the C.R.O. display method be used to check against deformation of the pulse shape, which may introduce undesirable effects.

The extension of this method to voltages higher than about 35 kV is shown in Figure 2, page 58, which uses a resistor divider network. The resistors R_a and R_b should be non-inductive and should be chosen so that the diode operates within its voltage rating. It may be necessary to insert capacitors C_a and C_b such that the time constants of the two sections of the divider are equal. The effective impedance of the diode circuit is in shunt with R_b and C_b during the pulse and its effect should be taken into account. In order to minimize the distortion of the pulse, the time constant of the input capacitance of the whole peak voltmeter circuit and its input resistance should be much smaller than the pulse duration.

If a spike occurs on the voltage pulse, resistance should be added in series with the peak voltmeter (see Figure 3, page 59). The correct value of this resistance R_c can best be determined by observing the change in meter reading with increase in resistance (see Figure 4, page 59).

The accuracy may be improved if the components of the circuit and shunt used are enclosed in a dust-free, temperature-regulated compartment, with suitable mounting arrangements or oilbaths to avoid corona.

Method 2 – Cathode-ray oscilloscope (C.R.O.) display method

The C.R.O., with a suitable divider, can be used to measure the characteristics of the pulse shape, e.g. duration, rise time, fall time and amplitude.

Details of suitable divider circuits are as follows:

a) Resistive divider circuit (see Figure 5, page 60)

The total resistance should be kept low enough to avoid errors caused by the input capacitance of the C.R.O.; in practice a range of 10 000 to 40 000 ohms has been found satisfactory. The dissipation within the divider network is higher than would be expected with a flat-top pulse, and a factor of 2.5 times the expected dissipation is recommended. Care should be taken to reduce the effects of inductance by the use of suitable resistors (e.g.

l'inductance soient réduits en utilisant des résistances adoptées (par exemple, des résistances à couche de carbone) ainsi que l'effet corona en utilisant des montages convenables ou bien des bains d'huile, si nécessaire.

Le câble de l'oscilloscope doit être adapté aux deux extrémités pour éviter toute distorsion de l'oscillogramme. Si cela n'est pas possible, il faut ajouter une résistance en série avec le câble, du côté où est prélevé le signal. Un éclateur convenable doit être prévu afin de protéger l'opérateur et l'oscilloscope contre les hautes tensions si le pont diviseur venait à se mettre en circuit ouvert.

b) *Circuit diviseur capacitif* (voir figure 6, page 60)

Ce type de circuit est particulièrement utile pour des durées d'impulsions très courtes. Son emploi pour des durées plus longues est limité par le degré de chute du palier qui peut être toléré.

Le diviseur comprend un condensateur C_1 développant une tension élevée, en série avec un condensateur C_2 développant une faible tension, le rapport du diviseur étant approximativement inversement proportionnel au rapport des valeurs des condensateurs. Le pont diviseur est branché à l'oscilloscope par l'intermédiaire d'une résistance d'adaptation série R , un câble coaxial et, si nécessaire, un condensateur d'arrêt C_3 . La résistance d'entrée de l'oscilloscope doit être supérieure à R de deux ou trois ordres de grandeur. Le condensateur C_1 a normalement une valeur comprise entre 2 et 10 pF et doit être blindé pour éviter les perturbations parasites. Le diélectrique peut être de la céramique, de la résine, de l'huile, ou le vide, selon la tension de fonctionnement. Le condensateur C_2 doit avoir une inductance très basse et un éclateur de sécurité doit être branché aux bornes de ce condensateur. Le pont diviseur peut être étalonné par d'autres méthodes définies, par exemple la méthode du diviseur résistif ou celle du voltmètre de crête correspondant à la gamme voulue en utilisant une impulsion de durée convenable et en réduisant au minimum les erreurs dues aux caractéristiques des méthodes utilisées.

Pour des durées d'impulsion descendant jusqu'à 0,05 microseconde environ, la longueur du câble coaxial ne doit pas dépasser celle qui correspond à un temps de transit aller et retour d'environ $1/10$ de la durée d'impulsion. Pour des durées d'impulsion inférieures à 0,05 microseconde environ la longueur du câble devient pratiquement trop petite et le diviseur peut être monté directement sur l'oscilloscope.

c) *Circuit diviseur équilibré* (voir figure 7, page 61)

Ce type de circuit est particulièrement utile lorsque la forme de l'impulsion devra être reproduite très fidèlement.

Le diviseur comprend une partie haute tension R_1 et C_1 , une partie faible tension R_2 et C_2 et les composants adaptés de l'oscilloscope. Les constantes de temps de chacune des parties, y compris les effets des impédances parasites, doivent être égales. Habituellement la valeur de R_2 est choisie égale à celle de l'impédance caractéristique de la ligne de couplage entre le pont diviseur et l'oscilloscope. Dans ce cas, la résistance R_3 du schéma est zéro et $R_4 = R_2$. Cela donne un rapport de division $2R_1/R_2 = C_2/C_1$. Les constantes de temps des deux circuits sont respectivement $R_1 C_1$ et $1/2 R_2 C_2$.

Lorsque l'appareillage dont on dispose exige une valeur de R_2 inférieure à celle de l'impédance du câble connecteur Z_0 , une résistance supplémentaire non réactive R_3 doit être ajoutée au câble du côté où le signal est prélevé. Le rapport de division est:

$$\frac{R_2 R_4}{R_1 (R_2 + R_3 + R_4) + R_2 (R_3 + R_4)}$$

Les constantes de temps sont alors $R_1 C_1$ et $R' C_2$ où

$$R' = \frac{R_2 (R_3 + R_4)}{(R_2 + R_3 + R_4)}$$

Ce circuit est difficilement utilisable lorsque R_2 est supérieure à Z_0 du câble.

deposited-film carbon resistors) and of corona by the use of suitable mounting arrangements or oil baths where required.

The connecting cable to the C.R.O. should be matched at both ends in order to avoid distortion in the display. When this cannot be done a resistance must be added in series with the sending end of the cable. A suitable spark gap should be included in order to protect the operator and the C.R.O. from high voltage if the divider network becomes open circuited.

b) *Capacitive divider circuit* (see Figure 6, page 60)

This is particularly useful at very short pulse duration. Its use for longer pulse duration is restricted by the amount of pulse droop which can be tolerated.

The divider is made up of a capacitor C_1 developing a high voltage in series with a capacitor C_2 developing a low voltage, the divider ratio being approximately inversely proportional to the ratio of the capacitances. The divider network is connected to the C.R.O. through a series matching resistor R , a coaxial cable and, if necessary, a blocking capacitor C_3 . The input resistance of the C.R.O. should be two or three orders of magnitude larger than R . The capacitor C_1 has a value usually in the range of 2 to 10 pF and should be shielded to avoid stray pickup. The dielectric may be ceramic, resin, oil or vacuum, as required by the working voltage. The capacitor C_2 should have very low inductance and a safety spark gap should be connected across this capacitor. The divider circuit may be calibrated using other methods described; for example, the resistive divider or peak voltmeter method within its range, using a suitable pulse duration and with the errors caused by the known characteristics of the methods minimised.

For pulse durations down to about 0.05 microsecond, the length of the coaxial cable should not exceed that which has a two-way transit time of about $\frac{1}{10}$ of the pulse duration. For pulse durations below about 0.05 microsecond, the cable length becomes impracticably short and the divider may then be mounted directly on the C.R.O.

c) *Balanced divider circuit* (see Figure 7, page 61)

This is particularly useful when the pulse waveform is to be faithfully reproduced in detail.

The divider consists of a high voltage section R_1 and C_1 , and a low voltage section R_2 and C_2 , and the C.R.O. matching components. The time constants of the two sections, including the effects of stray impedances must be equal. Usually, the value of R_2 is made equal to the characteristic impedance of the coupling line between the divider network and the C.R.O. In this case the resistance R_3 in the diagram is zero, and $R_4 = R_2$. This gives a division ratio $2R_1/R_2 = C_2/C_1$. The time constants of the two circuits are $R_1 C_1$ and $\frac{1}{2} R_2 C_2$ respectively.

When available equipment requires that the value of R_2 be less than the connector cable impedance Z_0 , an additional non-reactive resistor R_3 must be added at the sending end of the cable. The division ratio is:

$$\frac{R_2 R_4}{R_1 (R_2 + R_3 + R_4) + R_2 (R_3 + R_4)}$$

The time constants are then: $R_1 C_1$ and $R' C_2$, where

$$R' = \frac{R_2 (R_3 + R_4)}{(R_2 + R_3 + R_4)}$$

It is difficult to use this circuit when R_2 exceeds Z_0 of the cable.

Une fois que le diviseur est monté, on contrôle son rapport de division et on vérifie la forme des impulsions afin de s'assurer qu'elles n'ont pas subi de distorsion due à des effets d'impédances parasites imprévues. Cette opération peut être effectuée à l'aide d'un générateur d'impulsions rectangulaires étalonnées, impulsions dont les caractéristiques du temps de montée et du temps de descente sont analogues à celles de l'impulsion à mesurer. On peut aussi utiliser des sources de signaux étalonnées dans la plage de fréquence allant du courant continu jusqu'à deux fois l'inverse de la durée d'impulsion.

Note: — En pratique, il peut être utile d'isoler le pont diviseur du câble et de l'oscilloscope en employant une valeur de R_3 plusieurs fois plus grande que Z_0 .

6.2 *Caractéristiques des impulsions de courant*

L'amplitude, la durée, l'ondulation, le temps de montée et le temps de descente de l'impulsion de courant peuvent être mesurés en faisant apparaître l'impulsion de courant sur un oscilloscope selon l'un ou l'autre des circuits préconisés, qui sont indiqués aux figures 8a) et 8b), page 62.

La résistance R de la figure 8a) qui permet d'observer l'impulsion de courant doit être conçue et réalisée en prenant des précautions particulières pour assurer une inductance négligeable. La valeur de la résistance R doit être suffisamment faible pour que la capacité entre l'extérieur des guides d'ondes et la terre ne modifie pas la forme de l'impulsion.

La capacité parasite du transformateur de courant de la figure 8b) doit être suffisamment faible pour éviter la déformation de l'impulsion observée, par rapport à l'original. Il faut également veiller à éviter que des tensions parasites ne créent des champs parasites.

6.3 *Caractéristiques des impulsions r.f. de sortie*

L'enveloppe R.F. de l'impulsion de sortie est obtenue à l'aide d'un détecteur hyperfréquence de largeur de bande convenable, couplé au circuit de sortie du tube. Pour des impulsions courtes, il faut s'assurer que la largeur de bande du détecteur est suffisante. Afin d'obtenir la valeur correcte de la durée d'impulsion pour calculer la puissance de sortie des impulsions, un détecteur quadratique doit être employé. La durée, mesurée à sa valeur instantanée de 50% de l'amplitude de l'impulsion, est utilisée ensuite pour le calcul du facteur d'utilisation.

Si on utilise un détecteur linéaire, la durée d'impulsion doit être mesurée à 70,7% de l'amplitude de l'impulsion.

6.4 *Fréquence de répétition des impulsions*

Cette mesure doit être effectuée avec la plus grande précision possible, étant donné son influence sur d'autres mesures qui en dépendent. Si l'on emploie un appareil secondaire, il doit être vérifié par rapport à un appareil étalon.

Il est préférable d'effectuer la mesure de la fréquence de répétition sur des impulsions provenant du tube à mesurer. Toutefois, si cela n'est pas possible, la correspondance de ces impulsions doit être vérifiée avec celles utilisées pour la mesure.

Première méthode

Les impulsions sont comptées, par exemple en utilisant un compteur à décades, et le temps est mesuré avec un chronomètre ou un dispositif de mesure du temps à quartz. La vitesse maximale de comptage doit être supérieure à la fréquence de répétition des impulsions et le compteur doit être muni d'un registre pouvant retenir un compte correspondant à une période dont la durée peut être mesurée avec une bonne précision. L'amplitude et la durée des impulsions doivent être telles qu'elles correspondent à un fonctionnement correct du compteur. Il peut être nécessaire, à cet effet, de prélever les impulsions à partir d'un des étages pilote du modulateur. La précision espérée avec un chronomètre pourra être meilleure que 1 %, alors qu'avec un dispositif à quartz la précision peut être de ± 1 impulsion par période de comptage.

When assembled, the divider is checked for division ratio and for pulse distortion caused by possibly overlooked stray impedance effects. This may be done using a calibrated square-wave generator whose rise and fall time characteristics are similar to those of the pulse to be measured.

Alternatively, calibrated signal sources in the frequency range extending from zero up to twice the reciprocal of the pulse duration may be used.

Note.—In practice it may be useful to isolate the divider network from the cable and the C.R.O. by using a value of R_3 several times greater than Z_0 .

6.2 *Current-pulse characteristics*

Pulse amplitude, pulse duration, ripple on the pulse, time of rise and time of fall of the current pulse can be measured by displaying the current pulse on an oscilloscope in either of the recommended circuits shown in Figures 8a) and 8b), page 62.

The current-viewing resistor R in Figure 8a) should be designed and constructed with special precautions to achieve negligible inductance. The value of the resistor R should be sufficiently small so that capacitance between the external waveguide and earth does not modify the wave shape.

The stray capacitance of the current transformer in Figure 8b) should be sufficiently small so that the observed waveform of the pulse is not modified from the original. Care should be taken to avoid unwanted voltages caused by stray fields.

6.3 *R.F. output pulse characteristics*

The envelope of the output pulse is obtained by means of a calibrated microwave detector of suitable bandwidth which is coupled to the output circuit of the tube. When short pulses are being viewed, it is necessary to ensure that the detector bandwidth is adequate. In order to derive the correct value of pulse duration for the calculation of pulse output power, a square-law detector should be used. Then the duration, measured at the instants at which the instantaneous values of the pulse equal 50% of the pulse amplitude, is used to calculate the duty factor.

If a linear detector is used, the pulse duration is measured between the instants at which the instantaneous values of the pulse equal 70.7% of the pulse amplitude.

6.4 *Pulse repetition frequency*

This measurement should be made with the greatest possible accuracy in view of its effect on other associated measurements. When ancillary equipment is used this should be checked against standards.

It is preferable to measure the p.r.f. by using pulses from the tube being measured, but when this cannot be done, the correspondence of these pulses with those used for measurement should be checked.

Method 1

The pulses are counted, using for example a decade counter, and timed with a stop watch or a crystal-controlled timing device. The maximum counting rate of the counter should exceed the p.r.f. and the counter should have a register that will hold a count corresponding to a period that can be timed with good accuracy. The pulse amplitude and duration should be such as to make the counter operate properly and it may be necessary therefore to obtain pulses for this purpose from one of the driving stages of the tube being measured. Typical accuracy to be expected with a stop watch can be better than 1%, but with a crystal-controlled timing device the accuracy can be ± 1 pulse per counting interval.

Deuxième méthode

Le modulateur peut être piloté par un oscillateur extérieur étalonné.

Troisième méthode

Un oscillateur étalonné est branché sur les plaques de déviation horizontale et verticale d'un oscilloscope par l'intermédiaire de circuits de déphasage de façon qu'une figure de Lissajous elliptique apparaisse. (Tout autre générateur de base de temps doit être débranché des plaques de déviation horizontale pendant la mesure.) Les impulsions sont envoyées sur les plaques de déviation verticale; si le signal d'impulsions tourne autour de la figure de Lissajous, la fréquence de l'oscillateur est ajustée à la fréquence de répétition des impulsions ou à tout sous-multiple exact de cette fréquence de répétition afin que le signal d'impulsions devienne stationnaire.

(Par exemple, si le sous-multiple de la fréquence de répétition de l'oscillateur est ajusté à la moitié de la fréquence de répétition, deux impulsions stationnaires disposées symétriquement autour de la figure Lissajous seront visibles. En général, pour tous les sous-multiples exacts de la fréquence de répétition, un nombre correspondant d'impulsions stationnaires apparaîtra.) Cette méthode permet une très grande précision.

Quatrième méthode

L'intervalle entre les impulsions successives est mesuré à l'aide de la base de temps étalonnée d'un oscilloscope. Il est recommandé d'utiliser un signal d'étalonnage ayant une fréquence au moins égale à 25 fois la fréquence de répétition afin que l'interprétation visuelle soit compatible avec le degré d'exactitude recherché. La trace devra être examinée par dilatation de la base de temps pour s'assurer que la fréquence de balayage a été réglée à un sous-multiple exact de la fréquence de répétition à mesurer. Si la fréquence d'étalonnage a été correctement réglée, aucune trace ne doit exister à la base des impulsions observées.

6.5 *Facteur d'utilisation*

La durée du fonctionnement actif est mesurée à l'aide d'un oscilloscope convenablement étalonné (voir paragraphes 6.1, 6.2 et 6.3 selon les cas). Le nombre total de périodes de fonctionnement actif qui se produisent au cours d'un temps déterminé, appelé temps d'intégration, est obtenu en utilisant un système de comptage précis. Le facteur d'utilisation est alors déduit du quotient de (1) la somme des périodes de fonctionnement actif qui se produisent pendant le temps d'intégration et (2) le temps d'intégration lui-même.

Les conditions du paragraphe 6.4 doivent être appliquées à l'observation du nombre total de périodes de fonctionnement actif.

Il est souhaitable que le facteur d'utilisation soit maintenu le plus près possible de la valeur donnée. Dans le cas où de petites variations de la durée d'impulsion entraînent un débordement de la zone des écarts admis pour le facteur d'utilisation, il est possible de compenser cet écart en agissant sur la fréquence de répétition des impulsions.

6.6 *Arcs*

Les arcs sont enregistrés au moyen d'un compteur qui est commandé par un détecteur d'arcs. Le détecteur d'arcs doit être réglé de manière à répondre à un courant d'impulsion dépassant une valeur spécifiée au-dessus du courant d'impulsion normal de fonctionnement. La mesure consiste à compter le nombre d'arcs pendant une période prescrite dans des conditions de fonctionnement données.

7. **Fréquence**

Le dispositif utilisé pour les mesures de fréquence ne doit pas affecter de manière sensible le fonctionnement du tube en mesure.

Method 2

The modulator may be driven by an external calibrated oscillator.

Method 3

A calibrated oscillator is connected to the X and Y plates of an oscilloscope through phase shifting circuits so that an elliptical Lissajous figure is displayed. (Any other time base generator should be disconnected from the X plates for the measurement.) The pulses are injected into the circuit of the Y plates and if the pulse signal rotates around the Lissajous figure, the frequency of the oscillator is adjusted to the p.r.f., or any integral sub-multiple of the p.r.f. The pulse signal will then become stationary.

(For example, if the oscillator sub-multiple of the p.r.f. is adjusted to one half of the p.r.f., two stationary pulses symmetrically spaced around the Lissajous figure are displayed. In general, for any integral sub-multiple of the p.r.f. the same integral number of stationary pulses will be displayed.) This method is capable of great accuracy.

Method 4

The interval between successive pulses is measured by use of the calibrated time base of an oscilloscope. It is recommended that the frequency of the calibration wave be not less than 25 times the p.r.f. so that the visual interpolation meets the required accuracy. The trace should be examined by time-base expansion to ensure that the reference frequency has been set up to an exact integral sub-multiple of the p.r.f. being measured. When the calibration frequency has been correctly adjusted no trace will appear across the base of the displayed pulses.

6.5 *Duty factor*

The duration of the "on" active condition is measured by means of a suitably calibrated oscilloscope (see Sub-clauses 6.1, 6.2 and 6.3 as appropriate). The total number of "on" active conditions which occur over a required period, termed the averaging period, is obtained by use of an accurate counting system. The duty factor is then derived from the quotient of (1) the summation of the "on" active condition periods occurring during the averaging period, by (2) the averaging period.

For the observation of the total number of "on" active-condition periods, the provisions of Sub-clause 6.4 may be applied.

It is desirable that the duty factor be maintained as near as possible to the stated value. If small discrepancies of pulse duration introduce deviations outside this accuracy, compensation may be effected by adjustment of the pulse repetition frequency.

6.6 *Arcing*

Arcs are recorded by a counter activated by an arc detector. The arc detector should be adjusted to respond to pulse current that rises to a specified value above normal operating pulse current. A measure of arcing is the number of arcs counted during a prescribed period under stated operating conditions.

7. **Frequency**

The device used for measuring frequency should not appreciably affect the operation of the tube being measured.

L'ordre de grandeur probable de la précision totale de détermination de la fréquence doit être connu et indiqué en même temps que les résultats. Les erreurs introduites par les appareils associés doivent être prises en considération, ainsi que celles dues à l'observateur et au fréquencemètre lui-même.

Lorsque le tube fonctionne en impulsions, l'ondemètre à cavités habituellement incorporé dans l'analyseur de spectre est un moyen pratique pour déterminer la fréquence centrale du spectre. Pour obtenir plus de précision, la fréquence centrale du spectre peut être comparée à la fréquence d'une source d'oscillations entretenues de haute précision.

Note. — La valeur de c couramment utilisée ($c = 3 \times 10^8$ m/s) peut ne pas être suffisamment exacte pour la conversion des fréquences en longueurs d'ondes; dans ce cas, la valeur de $c = 2,998 \times 10^8$ m/s doit être employée.

7.1 *Largeur de spectre*

Un petit signal prélevé sur le circuit de sortie au moyen d'un coupleur directif ou de tout autre dispositif de couplage approprié est introduit dans un analyseur de spectre. Le dispositif de couplage doit être tel qu'il n'affecte pas les caractéristiques électriques de la charge du tube.

La largeur de l'enveloppe du spectre est mesurée à un niveau donné (habituellement au quart de la puissance totale) et le niveau de référence est défini au moyen d'un atténuateur variable étalonné, inséré avant le premier détecteur dans le circuit r.f. qui relie le coupleur à l'analyseur.

L'amplitude du lobe principal du spectre qui apparaît est réduite de la quantité d'atténuation nécessaire pour amener le niveau de mesure de la largeur de spectre au niveau de référence.

7.2 *Sensibilité de la fréquence aux variations de tension d'électrode (fonctionnement en impulsions)* (Coefficient FM/ ΔV , ou ΔV -FM, ou sensibilité de fréquence.)

Le tube fonctionne dans des conditions données. L'amplitude de la tension d'impulsion appliquée à l'électrode considérée est modulée. Le taux de modulation doit être assez élevé pour éviter les effets thermiques, et assez bas pour éviter les effets de bande latérale.

On mesure les valeurs extrêmes de l'amplitude de l'impulsion en suivant les prescriptions du paragraphe 6.1.

On mesure les valeurs extrêmes de la fréquence d'oscillation avec un analyseur de spectre ou un récepteur à bande étroite calibré.

Le résultat de la mesure est le rapport de (1) la différence entre les valeurs extrêmes de la fréquence d'oscillation à (2) la différence entre les valeurs extrêmes de l'amplitude de l'impulsion de tension. Ce rapport est exprimé en MHz par volt.

7.3 *Coefficient de température de la fréquence*

Le tube fonctionne dans des conditions données. La fréquence de fonctionnement et la température à un endroit déterminé sont mesurées. La température de référence est modifiée et la modification de fréquence qui en résulte est mesurée. Le coefficient est le quotient de la variation de fréquence, en MHz, par la variation de température en degrés Celsius.

Note. — La valeur du coefficient mesuré ainsi dépend de la méthode utilisée pour provoquer le changement de température. Une méthode convenable peut être choisie parmi l'une des méthodes suivantes ou une combinaison de deux ou plusieurs d'entre elles:

- a) un changement de la température ambiante;
- b) une modification de la rapidité du fluide de refroidissement;
- c) une modification de la température du fluide à l'entrée du circuit de refroidissement.

8. **Impédance**

L'impédance d'un dispositif pour hyperfréquences est mesurée à l'aide d'une ligne à fente; elle est exprimée par le taux d'ondes stationnaires et par la position du minimum de tension la plus voisine du plan de référence.

La fréquence à laquelle la mesure est faite doit être indiquée.

The probable degree of over-all accuracy of the frequency determination should be known and stated when results are quoted. Account should be taken of errors caused by associated instruments, the observer and the frequency meter itself.

If the tube is pulsed, a cavity wavemeter is a convenient means of measuring the centre frequency of the spectrum. For more accurate measurement, the centre frequency of the spectrum can be compared with the frequency of a c.w. source of high precision.

Note.—For the purpose of converting frequencies to wavelengths the common value of $c = 3 \times 10^8$ m/s may be insufficiently accurate and $c = 2.998 \times 10^8$ m/s should then be used.

7.1 *Spectrum width*

A small signal, sampled from the output circuit through a directional coupler or other suitable coupling device, is fed to a spectrum analyzer. The coupling device should be such that it does not affect the electrical characteristics of the load of the tube.

The width of the envelope of the spectrum is measured between points of stated level (usually at quarter of full power) and the reference level is determined by means of a calibrated variable attenuator inserted before the first detector in the r.f. circuit connecting the coupler and the analyzer.

To calibrate the spectrum analyzer with respect to the level of the measuring points, the amplitude of the major lobe of the displayed envelope is depressed by adjusting the attenuation to the required value.

7.2 *Frequency sensitivity to electrode voltage variation (pulse operation)*

(FM/ ΔV , or ΔV -FM coefficient, or frequency sensitivity.)

The tube is operated under stated conditions. The amplitude of the voltage pulse applied to the stated electrode is modulated. The rate of modulation shall be high enough to avoid thermal effects and low enough to avoid side-band effects.

The difference between the extremes of the pulse amplitude is measured in accordance with Sub-clause 6.1.

The difference between the extremes of frequency of oscillation is measured with a spectrum analyzer or a calibrated narrow-band receiver.

The result of the measurement is the ratio of (1) the difference between the extremes of frequency of oscillation, to (2) the difference between the extremes of the voltage pulse amplitude expressed in MHz per volt.

7.3 *Temperature coefficient of frequency*

The tube is operated under stated conditions and the operating frequency and the temperature at a stated point are measured. The reference temperature is changed to a new value and the change in frequency is measured. The coefficient is the change in frequency, in MHz, divided by the change in temperature, in degrees Centigrade.

Note.—The measured value of the coefficient depends on the method of producing the temperature change. An appropriate method may be chosen from one of the following or a combination thereof:

- a) a change in ambient temperature;
- b) a change in coolant rate of flow;
- c) a change of temperature of ingoing coolant.

8. **Impedance**

The impedance of a microwave system is measured by means of a slotted line and is expressed in terms of the v.s.w.r. and the position of the voltage minimum nearest the reference plane of the transmission system.

It is necessary to state the frequency at which the measurement is made.

Précautions

Dans les systèmes de mesure résonants ou qui présentent des valeurs élevées de taux d'ondes stationnaires, on doit veiller particulièrement à éviter un entraînement de fréquence ou des variations d'amplitude provoquées par des réflexions provenant du dispositif y compris la charge.

9. Effet de modulation du filament

Pour un tube du type oscillateur, l'effet de modulation du filament peut avoir une influence sur la stabilité de la fréquence, alors que pour un tube du type amplificateur l'effet gênant peut être celui de la modulation d'amplitude et/ou de phase.

Le tube est connecté à un système de transmission terminé par une charge adaptée. Un mélangeur à cristal adapté, convenablement connecté au système de transmission, est branché à l'entrée d'un amplificateur de F.I. La sortie de l'amplificateur est reliée à un détecteur qui est suivi d'un amplificateur à courant alternatif à bande étroite, accordé sur la fréquence de l'ondulation.

Le tube doit fonctionner à la fréquence de référence dans des conditions de puissance optimale. Les électrodes de commande sont alimentées par des sources à courant continu parfaitement filtrées. Les filaments sont alimentés en courant continu et une tension alternative d'ondulation de fréquence spécifiée doit être ajoutée. Dans le cas de tubes destinés à être chauffés en courant alternatif, une tension alternative peut être utilisée pour cette mesure.

L'amplitude crête-à-crête de la tension de sortie de l'amplificateur à courant alternatif est mesurée.

9.1 Facteur de modulation d'amplitude due au filament

Pour cette mesure, le détecteur utilisé est un détecteur linéaire comportant en sortie une résistance (R_L) en série avec un milliampèremètre. La tension qui apparaît aux bornes de R_L est observée au moyen d'un indicateur convenable.

Le facteur de modulation d'amplitude du filament est alors:

$$\frac{E}{I_1 R_L G I_2}$$

où: E = tension crête-à-crête à la sortie de l'amplificateur à courant alternatif

R_L = charge du détecteur

G = gain de l'amplificateur dont l'entrée est reliée à R_L

I_1 = courant continu du détecteur

I_2 = valeur crête-à-crête du courant alternatif d'ondulation ajouté à l'alimentation du filament.

9.2 Facteur de modulation de fréquence du filament

Pour effectuer cette mesure, on utilise un discriminateur suivi d'un amplificateur, l'ensemble ayant été préalablement étalonné. Le discriminateur est précédé par un limiteur approprié. La tension de sortie de l'amplificateur est mesurée et convertie en variation de fréquence correspondante. Le résultat est donné comme la variation en valeur efficace de la fréquence, exprimée en Hz par ampère, du courant d'ondulation du filament.

Celle-ci peut s'exprimer comme:

$$\sqrt{\frac{\sum (\Delta f)^2}{N^2}} \text{ Hz par ampère}$$

où: N = le nombre d'observations

Δf = la variation de fréquence de chaque observation.

Precaution

In measuring devices that are resonant or have high v.s.w.r. values, particular care must be taken to avoid frequency pulling or amplitude variations caused by reflections from the system, including the load.

9. **Heater modulation effect**

This effect is of importance in an oscillator type of tube from the frequency stability point of view, whereas in an amplifier type of tube the significant effect may be one of amplitude and/or phase modulation.

The tube is connected to a transmission system terminated by a matched load. A matched mixer, coupled into an i.f. amplifier, is suitably fed from the transmission system. The amplifier output is applied to an appropriate detector circuit followed by a narrow-band a.c. amplifier tuned to the required ripple frequency component.

The tube is operated at the reference frequency under optimum output power conditions. The control electrode voltages are supplied from a d.c. source having no significant ripple voltage superimposed. The heaters should be d.c. supplied and a known amount of a.c. ripple superimposed at the required frequency. With tubes intended for a.c. heating, an a.c. voltage may be used for this measurement.

The peak-to-peak amplitude of the a.c. amplifier output voltage, is measured.

9.1 *Heater amplitude-modulation factor*

For this measurement the detector is a linear detector whose output is applied to a resistance (R_L) in series with a d.c. milliammeter. The voltage across R_L is observed by means of a suitable indicator.

The heater amplitude-modulation factor is then:

$$\frac{E}{I_1 R_L G I_2}$$

where: E = peak-to-peak a.c. amplifier output voltage

R_L = detector load resistance

G = gain of amplifier connected across R_L

I_1 = detector d.c. current

I_2 = peak-to-peak value of a.c. ripple superimposed on the heaters.

9.2 *Heater frequency-modulation factor*

In this measurement the detector is a frequency discriminator calibrated in conjunction with an a.c. amplifier. The frequency discriminator is preceded by a suitable limiter. The amplitude of the a.c. amplifier output voltage is measured and converted into equivalent frequency deviation. The result is expressed as the r.m.s. frequency deviation expressed in Hz per ampere of heater ripple current.

This may be written as:

$$\sqrt{\frac{\sum (\Delta f)^2}{N^2}} \text{ Hz per ampere}$$

where: N = the number of observations

Δf = the frequency deviation in any observation.

Dans le cas des tubes dont le chauffage est prévu en courant alternatif, on peut utiliser une tension alternative pour cette mesure.

Lorsque la variation de la fréquence est petite et risque d'être masquée par des effets parasites, il peut être recommandé d'utiliser une ligne de transmission en pont comme indiqué à la figure 9, page 63. Le signal de sortie du pont et un signal de référence sont appliqués respectivement à deux amplificateurs linéaires à gain élevé du même type. Après amplification, les deux signaux sont envoyés sur un circuit de détection sensible au déphasage et le signal de sortie est mesuré.

9.3 *Facteur de modulation de phase du filament*

Cette mesure est semblable à celle décrite au paragraphe 9.2 mais le détecteur doit être, dans ce cas, du type à comparaison de phase, étalonné en conjonction avec un amplificateur à courant alternatif.

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC 60235-2:1972

With tubes intended for a.c. heating, an a.c. voltage may be used for this measurement.

When the frequency deviation is small and may possibly be obscured by random effects, it may be desirable to use a transmission-line bridge system similar to that shown in Figure 9, page 63. The bridge output and a reference signal are each applied to similar high-gain linear amplifiers. After amplification the two signals are applied to a phase-sensitive detector circuit and the output is measured.

9.3 *Heater phase-modulation factor*

This measurement is similar to that in Sub-clause 9.2, but the detector should be of the phase-comparison type calibrated in conjunction with an a.c. amplifier.

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC 60235-2:1972

CHAPITRE III : MESURES GÉNÉRALES POUR LES DISPOSITIFS OSCILLATEURS

10. Fréquence

10.1 Coefficient d'entraînement de fréquence

Pour cette mesure, le tube fonctionne dans des conditions données et il est couplé à une charge présentant un taux d'ondes stationnaires spécifié.

Le coefficient d'entraînement de fréquence est la différence entre les fréquences d'oscillation extrêmes lorsque l'on fait varier la phase du coefficient de réflexion de la charge de 360° au moins.

Précautions

Il faut veiller à ce que le taux d'ondes stationnaires reste compris entre des limites imposées pendant la variation de phase du coefficient de réflexion de la charge, et que la vitesse de variation de phase soit suffisamment élevée pour éviter des effets de dérive thermique.

10.2 Coefficient de poussée de fréquence

Le coefficient de poussée est mesuré en faisant varier le courant de l'électrode considérée, le tube fonctionnant dans des conditions indiquées. On note la différence entre les fréquences d'oscillation extrêmes lorsque l'on fait varier le courant dans les limites indiquées. Le coefficient de poussée de fréquence est le rapport de (1) la différence de fréquence à (2) la variation de courant.

10.2.1 Fonctionnement en impulsions

L'amplitude de l'impulsion de courant de l'électrode considérée est modulée généralement de façon sinusoïdale, à une fréquence telle que les effets thermiques peuvent être négligés; on mesure la variation du courant de crête due à la modulation. La variation de fréquence correspondante est mesurée, soit avec un analyseur de spectre, soit à l'aide d'un récepteur.

Le résultat est exprimé comme le rapport entre (1) la variation de fréquence et (2) la différence maximale entre les valeurs de crête du courant au cours d'un cycle de modulation.

10.2.2 Fonctionnement en c.w.

Le courant d'électrode est modulé progressivement dans les limites indiquées et à une fréquence telle que les effets thermiques soient négligeables. Il faut disposer d'un discriminateur de fréquence ayant une définition suffisamment fine pour pouvoir analyser la différence de fréquence. Le signal de sortie du discriminateur est appliqué à l'une des paires de plaques d'un oscilloscope et le signal du courant d'électrode est envoyé sur l'autre paire de plaques.

10.3 Spectre (oscillateurs en impulsions)

La largeur de bande radiofréquence et les lobes secondaires sont mesurés au moyen d'un analyseur de spectre dans des conditions d'oscillation spécifiées et à la phase la plus défavorable pour un taux d'ondes stationnaires maximal admis, sauf indications contraires mentionnées dans la spécification du fabricant.

a) Largeur de bande radiofréquence

Elle est mesurée au niveau spécifié au-dessous de la valeur maximale du lobe principal. Si l'un des lobes secondaires est supérieur au niveau de mesure spécifié, il doit être considéré pour la mesure de la largeur de bande.

b) Lobes mineurs

Les différences de niveaux entre la valeur maximale du lobe principal et les valeurs maximales des lobes secondaires sont mesurées. Le résultat de la mesure est exprimé comme un rapport de puissance, ou une différence en dB, entre le lobe principal et le lobe secondaire le plus grand.

CHAPTER III: GENERAL MEASUREMENTS FOR OSCILLATOR DEVICES

10. Frequency

10.1 Frequency-pulling figure

This is measured with the tube operating under stated conditions and coupled into a load causing a stated v.s.w.r.

The frequency-pulling figure is the difference between the extremes of frequency of oscillation that occur when the phase of the reflection coefficient of the load is varied through at least 360°.

Precautions

Care should be taken to ensure that the v.s.w.r. remains between stated limits during variation of the phase of the reflection coefficient of the load, and that the rate of change of phase is rapid enough to avoid thermal drift effects.

10.2 Frequency-pushing figure

This is measured by varying the electrode current periodically under the stated operating conditions. The difference between the extremes of frequency of oscillation throughout the stated current variation is measured. The frequency-pushing figure is computed as the ratio of (1) this difference in frequency, to (2) the magnitude of the current variation.

10.2.1 Pulse operation

The amplitude of the electrode current pulse is periodically modulated, usually sinusoidally, at such a rate that thermal effects may be neglected, provision being made to measure the variation in pulse amplitude. The frequency change may be measured by a spectrum analyzer or by a receiver.

The result is expressed as the ratio of (1) the change in frequency, to (2) the maximum difference between current peaks during a modulation cycle.

10.2.2 C.W. operation

The electrode current is modulated smoothly, at least over the required range, at such a rate that thermal effects may be neglected. A frequency discriminator of high enough resolution to resolve the expected frequency difference is required. The output of the frequency discriminator is applied to one axis of a C.R.O. and the electrode current signal is applied to the other axis.

10.3 Spectrum (pulsed oscillators)

The r.f. bandwidth and minor lobes are measured by means of an r.f. spectrum analyzer under the stated oscillation conditions and at the worst phase of the maximum permissible v.s.w.r. unless otherwise stated in the manufacturer's specification.

a) RF bandwidth

This is measured at the stated level below the maximum of the major lobe. If any minor lobes are greater than the stated level of measurement, they are to be included in the measurement result.

b) Minor lobes

The differences in levels between the maximum of the major lobe and the maxima of the minor lobes are measured. The result is expressed as a ratio of power, or a difference in dB, between the major lobe and the largest minor lobe.

11. Oscillations sur des modes parasites

La présence d'oscillations sur des modes parasites et la puissance de ces oscillations peuvent être observées au moyen d'un analyseur de spectre ou d'un récepteur pour hyperfréquence. Si l'on utilise un atténuateur, il doit être placé avant le premier mélangeur. Lorsque l'on compare les signaux de sortie sur des modes désirés et ceux des modes parasites, il est important d'étalonner très exactement la sensibilité en fonction de la caractéristique de fréquence de l'ensemble du dispositif de mesure comprenant notamment les guides d'ondes et l'analyseur de spectre (ou le récepteur).

12. Stabilité des impulsions

12.1 Impulsions manquantes

On peut enregistrer les impulsions r.f. manquantes pendant un intervalle de temps connu à l'aide d'un compteur électronique commandé par un circuit qui détecte les impulsions r.f. manquantes. Les impulsions r.f. redressées à l'entrée du circuit peuvent être prélevées sur la charge du tube par l'intermédiaire d'un dispositif discriminateur de fréquence ayant une bande passante appropriée. Les impulsions à l'entrée de référence du circuit doivent être représentatives des impulsions appliquées à l'entrée du tube.

Le détecteur d'impulsions manquantes qu'on emploie doit pouvoir enregistrer les impulsions aléatoires, les impulsions manquantes occasionnelles ainsi que les séries successives d'impulsions manquantes.

Le modulateur, la charge et les autres conditions de fonctionnement doivent être maintenus constants pendant les mesures afin que les impulsions manquantes proviennent exclusivement du tube en mesure.

Note. — On considère qu'une impulsion est manquante lorsque son énergie dans la bande de fréquence spécifiée est inférieure à un pourcentage donné, habituellement 70%, d'une impulsion de sortie normale.

12.2 Stabilité en désadaptation

La dégradation de la stabilité due à la désadaptation est mesurée selon la procédure décrite au paragraphe 12.1, la charge ayant un taux d'ondes stationnaires d'une valeur spécifiée (normalement 1,5). On recherche le plus grand taux d'impulsions manquantes en faisant varier la phase du coefficient de réflexion de la charge.

Il peut être nécessaire de préciser la distance entre le plan de sortie du tube et le plan de référence de la charge, étant donné l'influence du facteur Q du circuit (effet de longue ligne), facteur qui peut à son tour affecter la stabilité d'un oscillateur.

12.3 Stabilité au démarrage

La mesure de la stabilité au démarrage d'un tube fonctionnant en impulsions doit être la première mesure à effectuer après une période de repos. La tension d'impulsion normale est appliquée brusquement et l'on relève le taux des impulsions manquantes comme il est indiqué au paragraphe 12.1.

13. Accord

13.1 Gamme de fréquence d'accord

Elle est obtenue en mesurant la puissance de sortie en fonction de la fréquence. La gamme de fréquences requise doit être obtenue de préférence en utilisant un seul mode d'oscillation. Toutefois, si un changement de mode est admis, ce changement ne doit pas être considéré comme constituant une discontinuité de la gamme de fréquence d'accord.

11. **Spurious mode oscillation**

The existence of oscillation in spurious modes and the power of this oscillation may be checked by a spectrum analyzer or by a microwave receiver. If an attenuator is used, it is inserted before the first mixer. In comparing the output in desired and spurious modes, the sensitivity versus frequency characteristics of the entire system including waveguide components and the spectrum analyzer or receiver should be carefully calibrated.

12. **Pulse stability**

12.1 *Missing pulses*

Missing r.f. pulses may be recorded during a known time interval by an electronic counter activated by a circuit that detects missing r.f. pulses. The rectified r.f. pulse input to the circuit may be sampled from the tube load through a frequency-selective device of suitable passband. The reference input to the circuit should be representative of the input pulse applied to the tube.

The missing-pulse detector employed should be capable of recording random and occasional deficient pulses, as well as consecutive clusters of deficient pulses.

The modulator operating conditions, the load, and other operating conditions should be kept constant during the measurement so that missing pulses are caused only by the tube being measured.

Note. — A pulse is considered to be missing or deficient when its energy in the stated frequency band is less than some stated percentage, usually 70%, of a normal output pulse.

12.2 *Pulse mismatch stability*

Pulse mismatch stability is measured as described in Sub-clause 12.1 with a stated value of load v.s.w.r. (usually 1.5). A maximum value of the missing-pulse factor is found by varying the phase of the reflection coefficient of the load.

It may be necessary to state the distance between the output plane of the tube and the reference plane of the load, because this influences the Q-factor (long line effect) of the circuit, which in turn can affect the stability of an oscillator.

12.3 *Starting stability or snap-on stability*

Measurement of starting stability of a pulsed generator is performed as the first measurement following a period of inactivity. The normal pulse voltage is applied suddenly and observations of the missing-pulse factor are made as described in Sub-clause 12.1.

13. **Tuning**

13.1 *Frequency tuning range*

This is obtained by measuring the characteristics of power output versus frequency. It is preferable that the required frequency range be obtained by use of a single oscillatory mode. However, where a change of mode is permissible, this change should not be considered as constituting a discontinuity of frequency tuning range.

13.2 *Sensibilité d'accord* (mécanique ou électronique)

La sensibilité d'accord peut être exprimée comme la mesure de la variation de la fréquence pour une variation donnée du dispositif d'accord (mécanique ou électronique) ou inversement comme la mesure de la variation du dispositif d'accord pour une variation donnée de la fréquence.

La sensibilité d'accord n'étant pas nécessairement régulière sur toute la gamme d'accord requise, il est recommandé de donner une indication relative à la partie de la gamme à utiliser pour effectuer les mesures, par exemple, une plage de fréquence centrée au point de demi-puissance sur la partie linéaire ou dans la gamme des signaux faibles.

13.3 *Couple du dispositif d'accord*

Le couple du dispositif d'accord est mesuré à la température requise dans les conditions de mesure à froid ou en fonctionnement, sur toute la gamme d'accord désirée, par tous moyens convenables. Des mesures de couple de démarrage, d'entraînement ou de butée peuvent être effectuées.

Précautions

Ne pas dépasser les valeurs maximales du couple de butée, y compris l'effort d'inertie, auxquelles les diverses parties du dispositif d'accord peuvent être soumises sans subir de dommages.

13.4 *Non-linéarité de l'accord électronique*

Pour l'exécution de cette mesure, on fait varier électroniquement la fréquence d'oscillation sur une petite plage (par exemple, environ 4% de la gamme de modulation) et on mesure la variation de fréquence à l'aide d'un récepteur à modulation de fréquence appropriée (ou d'un analyseur de spectre). On balaie alors lentement la fréquence d'oscillation en faisant varier la tension continue appliquée à l'électrode de commande de fréquence et en maintenant la tension de modulation superposée. L'écart S_0 par rapport à la fréquence centrale et la variation maximale de l'écart de fréquence ΔS qui se produit dans la plage de déviation sont notés. Le rapport $\frac{\Delta S}{S_0}$ est le résultat de la mesure de non-linéarité de l'accord électronique.

13.5 *Rapidité d'accord*

Un signal périodique d'amplitude donnée est appliqué à l'électrode d'accord et l'excursion de fréquence qui en résulte est mesurée soit (1) pendant une période de temps donnée, soit (2) sur un cycle entier.

La rapidité d'accord peut alors s'exprimer de deux façons: par (1) le quotient de l'excursion de fréquence par le temps spécifié, et par (2) le produit de l'excursion de fréquence totale par la fréquence d'excursion (définie comme le nombre de balayages par seconde du dispositif d'accord).

Les deux résultats peuvent sensiblement différer entre eux.

On fait varier lentement la fréquence du signal appliqué afin de déterminer la fréquence du signal à laquelle une compression de l'excursion de fréquence se produit ou la fréquence à laquelle un accord ne se produit plus. La rapidité d'accord maximale est calculée à partir de cette fréquence.

13.6 *Discontinuités d'accord*

Pour la mesure des discontinuités d'accord, la fréquence ou la puissance est mesurée en utilisant un appareil ayant un pouvoir de résolution ou une précision appropriée. Un brusque changement supérieur à une valeur spécifiée est considéré comme une discontinuité.

13.2 *Tuning sensitivity (mechanical or electronic)*

The tuning sensitivity may be obtained from a measurement of frequency change with a stated variation of the tuning control (mechanical or electronic) or, alternatively, as a measurement of tuning control variation for a stated frequency change.

As the tuning sensitivity is not necessarily uniform over the required tuning range, it is recommended that an indication be given as to which part of the range is used in making the measurement, e.g. a stated frequency spread centred at the half-power point, over the linear range or in the small-signal range.

13.3 *Tuner torque*

The tuner torque is measured at the required temperature under cold or operating conditions over the required tuning range by any suitable means. Measurements of starting, running and stop torque may be made.

Precautions

The rated maximum stop torque or force, including inertia forces, beyond which the parts of the tuning mechanism may sustain damage, must not be exceeded.

13.4 *Electronic tuning non-linearity*

For this measurement, the frequency of oscillation is varied electronically over a small amplitude (for example, approximately 4% of the modulation range) and the frequency deviation is measured by means of a suitable f.m. receiver (or spectrum analyzer). The oscillation frequency is slowly swept by varying the direct voltage applied to the frequency controlling electrode while the small superimposed modulating voltage is maintained constant. The deviation at the centre frequency S_0 and the maximum change in frequency deviation ΔS occurring over the swept range are noted. The ratio $\frac{\Delta S}{S_0}$ is a measure of the electronic tuning non-linearity.

13.5 *Electronic tuning rate or tuning speed*

A periodic signal of stated amplitude is applied to the tuning control and the frequency excursion of the device is measured, either (1) over a stated portion of the duration of one tuning cycle, or (2) over a complete tuning cycle.

The tuning rate can then be expressed in two ways: from (1) the quotient of frequency excursion by the stated period of time, and from (2) the product of the total frequency excursion and the sweeping frequency (defined as the number of sweeps per second of the tuning control).

The two results may differ substantially.

At the stated amplitude, the sweeping frequency is slowly varied during the course of the measurement to determine the frequency at which the reduction of excursion or failure to tune takes place. The maximum tuning rate is determined from this frequency.

13.6 *Tuning discontinuities*

In measuring tuning discontinuities, the frequency or power is measured over the frequency tuning range with an instrument of suitable resolution or precision. An abrupt change greater than a stated value shall be considered a discontinuity.

13.7 *Hystérésis*

L'hystérésis peut être due soit aux caractéristiques mécaniques du dispositif d'accord lui-même, soit aux caractéristiques électriques du tube en mesure.

Si l'on constate de l'hystérésis lors de la mesure de la sensibilité ou de la gamme d'accord, une mesure séparée doit être faite pour chaque sens de variation du dispositif d'accord et si ces résultats sont en accord, l'un quelconque d'entre eux peut être donné. Si les résultats ne sont pas concordants, le sens de la mesure doit être indiqué.

13.8 *Hystérésis de l'accord mécanique*

Le tube doit fonctionner à la fréquence de référence dans des conditions spécifiées. On fait parcourir au dispositif d'accord mécanique un nombre de cycles spécifié sur toute la gamme de fréquence d'accord, puis on le ramène à la position initiale et la fréquence est mesurée; on continue de déplacer le dispositif d'accord dans le même sens jusqu'au bout de la gamme puis on le ramène de nouveau à la position initiale; une seconde mesure de la fréquence est alors effectuée. L'hystérésis de l'accord mécanique est exprimée comme la différence entre ces deux fréquences.

13.9 *Hystérésis de l'accord électronique*

Le tube doit fonctionner à la fréquence de référence dans des conditions imposées.

La variation de l'accord électronique est obtenue en appliquant une tension alternative d'amplitude et de fréquence spécifiées sur l'électrode de commande de l'accord électronique.

13.9.1 *Hystérésis de la puissance*

La puissance de sortie du tube est examinée en fonction de la variation de la tension d'accord électronique; la puissance obtenue lors de l'augmentation de la tension est comparée à celle obtenue lors de sa diminution.

Degré d'hystérésis de la puissance

Cette grandeur peut être exprimée de deux manières:

- a) Rapport entre (1) le degré maximal d'hystérésis de la puissance exprimé sous forme de différence, pour une gamme balayée donnée, et (2) la puissance maximale dans cette gamme balayée, le résultat étant exprimé en pourcentage, ou
- b) Rapport entre (1) la puissance la plus élevée pour laquelle une valeur donnée d'hystérésis de la puissance est atteinte lorsque l'hystérésis augmente et (2) la puissance maximale dans la gamme balayée. Le résultat est exprimé en pourcentage ou en dB.

Plage d'hystérésis de la puissance

Cette grandeur est exprimée par le rapport entre (1) la variation de tension de l'accord électronique pour laquelle une valeur donnée d'hystérésis de la puissance est dépassée et (2) une partie spécifiée de la tension de balayage (par exemple dans les klystrons réflex, la variation de tension qui couvre l'oscillation pour un mode tout entier; dans les tubes à ondes régressives, la variation de tension nécessaire pour couvrir une gamme de fréquences spécifiée).

Le résultat est exprimé en pourcentage.

13.9.2 *Hystérésis de la fréquence*

La fréquence d'oscillation du tube est examinée en fonction de la tension d'accord électronique; la fréquence obtenue lors de l'augmentation de la tension est comparée à celle obtenue lors de sa diminution.

13.7 *Hysteresis*

This may be caused by either the mechanical properties of the tuning control itself, or to the electrical characteristics of the tube being measured.

If hysteresis is present in the measurement of tuning sensitivity or range, a separate measurement should be made for each direction of variation of the tuning control and, if these results are in substantial agreement, either result may be quoted. If the results are not in agreement, the direction of variation should be stated.

13.8 *Mechanical tuning hysteresis*

The tube should be operated under stated conditions at the reference frequency. The mechanical tuner is cycled as required over the complete frequency tuning range, then returned to the original mechanical setting point, and the frequency measured. Movement of the tuner spindle is then continued in the same direction to the end of the range, after which the tuner is again returned to the original mechanical setting point, at which a second measurement of frequency is made. The mechanical tuning hysteresis is expressed as the difference between these two frequencies.

13.9 *Electronic tuning hysteresis*

The tube is operated under stated conditions at the reference frequency.

The electronic tuning control voltage is varied by the application of a suitable alternating sweep voltage of stated amplitude and frequency.

13.9.1 *Power hysteresis*

The output power of the tube is measured as a function of the electronic tuning control voltage, the power obtained as the voltage is increased being compared with the power obtained as the voltage is decreased.

Degree of power hysteresis

This may be measured in two ways as follows:

- a) The ratio of (1) the maximum degree of power hysteresis expressed, as a difference, within a stated swept range to (2) the maximum power within that swept range, the result being expressed as a percentage, or
- b) The ratio of (1) the highest power at which a stated degree of power hysteresis is reached as hysteresis increases to (2) the maximum power within the swept range. The result is expressed as a percentage or in dB.

Range of power hysteresis

This is expressed as the ratio of (1) the electronic tuning voltage range over which a stated degree of power hysteresis is exceeded to (2) a stated part of the sweep voltage range (e.g. in reflex klystrons, the voltage range which provides oscillation over the full mode; in backward-wave oscillators, the voltage range required for tuning between stated frequencies).

The result is expressed as a percentage.

13.9.2 *Frequency hysteresis*

The frequency of oscillation of the tube is examined as a function of the electronic tuning control voltage, the frequency obtained as the voltage is increased being compared with the frequency obtained as the voltage is decreased.

Degré d'hystérésis de la fréquence

Cette grandeur est déterminée en mesurant la valeur absolue de la différence pour une tension donnée entre (1) la fréquence obtenue lors de l'augmentation de la tension et (2) celle obtenue lors de sa diminution ; le résultat est exprimé en unités de fréquence.

Plage d'hystérésis de la fréquence

Cette plage est déterminée en mesurant le rapport entre (1) la variation de la tension de l'accord électronique pour lequel une valeur donnée d'hystérésis de la fréquence est dépassée et (2) une partie spécifiée de la tension de balayage; le résultat est exprimé en pourcentage.

13.10 *Couple de butée du système d'accord ou force*

Le système d'accord est manœuvré jusqu'à sa butée. Lorsqu'un couple déterminé a été appliqué dans des conditions données, aucune dégradation des performances du système d'accord ne doit se produire.

La mesure doit être répétée pour chaque butée du système d'accord.

Précautions

Eviter tout choc contre les butées.

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC 60235-2:1972

Degree of frequency hysteresis

This is measured as the absolute value of the difference between (1) the frequency obtained at a stated value of voltage as the voltage is increased through this value, and (2) the frequency obtained at the same value of voltage as the voltage is decreased through this value, the result being expressed in frequency units.

Range of frequency hysteresis

This is measured as the ratio of (1) the electronic tuning voltage range over which a stated degree of frequency hysteresis is exceeded to (2) a stated part of the sweep voltage range, the result being expressed as a percentage.

13.10 *Tuner stop torque or force*

The tuning control is turned against an end stop. After a prescribed torque has been applied under stated conditions no degradation of tuning control performance shall have occurred.

The measurement is repeated for each stop in the tuning system.

Precautions

Impact against the stop must be avoided.

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC 60235-2:1972

CHAPITRE IV : MESURES GÉNÉRALES POUR LES TUBES AMPLIFICATEURS

14. Gain de puissance

Précautions

En exécutant ces mesures, il est important de consulter les instructions du fabricant pour s'assurer que le faisceau peut ou ne peut pas être mis en fonctionnement en l'absence d'excitation radiofréquence à la fréquence convenable.

14.1 Théorie

Le gain de puissance, G , d'un tube amplificateur hyperfréquences est la valeur logarithmique de l'amplification de puissance obtenue avec ce tube. Il est exprimé en décibels (dB) et est donné par l'équation suivante:

$$G = 10 \log_{10} \frac{P_2}{P_1}$$

où: P_1 = puissance d'excitation en watts

P_2 = puissance de sortie en watts.

Dans la plupart des tubes amplificateurs hyperfréquences, lorsque les conditions de fonctionnement sont fixes (c'est-à-dire le courant de faisceau, la tension, la fréquence, etc.) et que l'on augmente la puissance d'excitation, la puissance de sortie augmente tout d'abord proportionnellement à la puissance d'excitation et le gain est, par conséquent, constant. Si l'on augmente encore la puissance d'excitation, le tube cesse d'être un dispositif d'amplification linéaire et le gain dépend alors de la puissance d'excitation. Il est donc toujours nécessaire de spécifier le niveau de puissance (par exemple, la puissance de sortie) pour lequel le gain est mesuré.

14.2 Gain de puissance disponible

Le tube est connecté à un système de transmission relié à un circuit convenable de mesure de puissance (voir figure 10, page 64) et terminé par une charge adaptée; il est mis en fonctionnement selon les instructions du fabricant. La puissance d'excitation disponible nécessaire pour obtenir une puissance de sortie donnée à la fréquence d'excitation (par exemple, la puissance nominale) est déterminée et le gain de puissance disponible, G_{ap} , est calculé à partir de la formule suivante:

$$G_{ap} = 10 \log_{10} \frac{P_2}{P_1}$$

où: P_1 = la puissance d'excitation disponible

P_2 = la puissance de sortie en watts.

Le résultat est exprimé en décibels.

Pendant cette mesure, les conditions de fonctionnement du tube (par exemple, la tension de faisceau et l'accord) sont:

- a) soit maintenues à des valeurs déterminées;
- b) soit réglées pour fournir le gain maximal.

Dans ce dernier cas, le gain obtenu est appelé gain maximal de puissance disponible.

14.3 Gain pour des faibles signaux

Le tube est mis en fonctionnement comme il est indiqué au paragraphe 14.2. La puissance d'excitation disponible est réduite progressivement jusqu'à ce que le gain ne change plus. Le gain pour les faibles signaux est alors calculé à partir de la formule donnée dans le paragraphe 14.2.

CHAPTER IV: GENERAL MEASUREMENTS FOR AMPLIFIER TUBES

14. Power gain

Precautions

In making these measurements it is important to consult the manufacturer's instructions to determine whether or not the beam can be operated in the absence of r.f. drive at the appropriate frequency.

14.1 Theory

The power gain, G , of a microwave amplifier tube is a logarithmic measure of power amplification attained with that tube. It is expressed in decibels and given by the following equation:

$$G = 10 \log_{10} \frac{P_2}{P_1}$$

where: P_1 = driving power in watts

P_2 = output power in watts.

In most microwave amplifier tubes, if the operating conditions (i.e. beam current and voltage, frequency, etc.) are fixed and only the driving power is increased, the output power is at first proportional to the driving power and thus the gain is constant. As the driving power is further increased, the amplifier tube ceases to be a linear device and the gain becomes dependent upon the driving power. It is therefore always necessary to state the power level (e.g. output power) at which the gain is measured.

14.2 Available gain at specified output power

The tube is connected to a transmission system, coupled to a suitable power measuring circuit (see Figure 10, page 64), terminated by a matched load and operated in accordance with the manufacturer's instructions. The available driving power required to obtain a specified output power (e.g. nominal power) at the driving frequency is determined, and the available power gain, G_{ap} , is computed from the formula:

$$G_{ap} = 10 \log_{10} \frac{P_2}{P_1}$$

where: P_1 = available driving power in watts

P_2 = output power in watts.

The result is expressed in decibels.

During this measurement the tube operating conditions (e.g. beam voltage and tuning) are either:

- a) maintained at stated values, or
- b) adjusted to provide maximum gain.

In the latter case, the gain obtained is called the maximum available power gain.

14.3 Small-signal gain

The tube is operated as in Sub-clause 14.2. The available driving power is gradually reduced until there is no further change in gain. Small-signal gain is then computed from the formula given in Sub-clause 14.2.

Pendant cette mesure, les conditions de fonctionnement du tube (par exemple la tension de faisceau et l'accord) sont:

- a) soit maintenues à des valeurs déterminées,
- b) soit réglées pour fournir le gain maximal.

14.4 *Puissance d'excitation ou puissance d'excitation disponible*

Sauf dispositions contraires, la puissance appliquée à l'entrée du tube amplificateur sera la puissance disponible mesurée à la fréquence fondamentale, en utilisant des coupleurs directifs ayant des filtres dans la bande passante fondamentale immédiatement avant les détecteurs.

Ces dispositifs (y compris les filtres hyperfréquences utilisés) seront étalonnés par des méthodes de substitution.

15. **Variation du gain en fonction de la fréquence**

15.1 *Largeur de bande instantanée*

Le tube est monté dans un circuit tel que celui de la figure 11, page 64, et il est mis en fonctionnement selon les instructions du fabricant. Tous les réglages, pour un fonctionnement normal, devront être faits aux valeurs optimales pour la bande de fréquence considérée.

Pendant que la bande de fréquence spécifiée est balayée au moyen du signal d'excitation, les variations du gain sont observées sur l'écran d'un oscilloscope étalonné.

Le résultat de la mesure est la différence entre les fréquences pour lesquelles on obtient une fraction déterminée du gain maximal entre ces fréquences.

Précautions

- a) Dans la gamme de fréquences balayée, la variation de la puissance d'excitation disponible ne devra pas être supérieure à une certaine valeur déterminée (généralement $\pm 0,5$ dB).
- b) La fréquence de balayage devra être inférieure à la largeur de bande du tube et de l'amplificateur détecteur de rapport, mais assez élevée pour éliminer les effets de dérive thermique.
- c) Les caractéristiques des coupleurs directifs et des détecteurs doivent être adaptées à la gamme de fréquences balayée.

15.2 *Variation du gain dans une bande de fréquence*

Le tube fonctionne comme il est indiqué au paragraphe 15.1

Le résultat de la mesure est la différence entre les valeurs maximales et minimales du gain à l'intérieur d'une bande de fréquence déterminée (voir figure 12, page 65).

Précautions

Voir paragraphe 2.1.

15.3 *Ondulation du gain*

15.3.1 *Théorie*

Le gain peut présenter, en fonction des caractéristiques de fréquence d'un tube amplificateur hyperfréquences, des ondulations et des irrégularités qui sont provoquées par des réflexions internes (voir figure 3).

During this measurement, the tube operating conditions (e.g. beam voltage and tuning) are either:

- a) maintained at stated values, or
- b) adjusted to provide maximum gain.

14.4 *Driving power or available driving power*

Unless otherwise stated, the power input to the amplifier tube shall be the fundamental-frequency available power, measured by the use of directional coupler devices having fundamental bandpass filters just ahead of the detectors.

These devices (including microwave filters used) shall be calibrated by substitution methods.

15. **Variation of gain with frequency**

15.1 *Instantaneous bandwidth*

The tube is operated in accordance with the manufacturer's instructions in the circuit shown in Figure 11, page 64. All normal operating adjustments should be optimized over the frequency interval considered.

While the driving signal is swept through the required frequency interval, the variations of gain are observed on the screen of a calibrated oscilloscope.

The result of the measurement is the difference between the frequencies at which a stated proportion of maximum gain in the interval between these frequencies is obtained.

Precautions

- a) Available driving power should not vary by more than a stated fraction (usually ± 0.5 dB) in the swept frequency interval.
- b) The sweeping frequency should be much lower than the bandwidth of the tube and ratio amplifier, but high enough to exclude any thermal drift effects.
- c) Directional couplers and detectors should have characteristics which are matched in the swept frequency interval.

15.2 *Gain flatness*

The tube is operated as in Sub-clause 15.1.

The result of the measurement is the difference between maximum and minimum values of gain within the stated frequency band (see Figure 12, page 65).

Precautions

See Sub-clause 2.1.

15.3 *Gain ripple*

15.3.1 *Theory*

The gain-versus-frequency characteristics of a microwave amplifier tube may show ripples and irregularities, which are caused by internal reflections (see Figure 3).

15.3.2 Mesure

Le tube est mis en fonctionnement comme il est indiqué au paragraphe 15.1. Le signal d'excitation est balayé en fréquences sur une bande de mesure qui est petite par rapport à la bande de fréquence totale. Les variations du gain à l'intérieur de la bande de mesure sont observées sur l'écran d'un oscilloscope étalonné. La mesure est répétée autant de fois qu'il est nécessaire pour couvrir la bande de fréquence totale.

Le résultat de la mesure est la différence maximale du gain de puissance observée dans la bande de mesure (voir figure 12, page 65).

Précautions

Voir paragraphe 15.1.

15.4 Pente du gain

Voir paragraphe 15.3.2.

Le résultat de la mesure, appelé pente maximale, est exprimé en dB par MHz.

15.5 Variations maximales du gain (enveloppe des courbes du gain)

Le tube est mis en fonctionnement comme il est indiqué au paragraphe 15.1. Pendant que le signal d'excitation est balayé sur la bande de fréquence désirée, on fait varier simultanément la source d'alimentation et les conditions d'environnement sur une plage de valeur déterminée et l'on observe les variations du gain sur l'écran d'un oscilloscope étalonné.

L'interprétation du résultat de mesure consiste à vérifier que toutes les valeurs de gain observées sont à l'intérieur d'une enveloppe de gain déterminée (voir figure 12).

Notes 1. — Pour une plus grande facilité, on utilise très souvent un enregistreur afin que les variations du gain puissent être aisément observées.

2. — Lorsqu'il est difficile d'effectuer les mesures simultanément, on peut relever l'enveloppe de gain en parties séparées, en effectuant des mesures particulières. Chaque partie doit correspondre aux variations maximales du gain causées par les variations d'un paramètre déterminé. Ceci est réalisé lorsque les autres paramètres étant réglés de manière à produire un changement maximal du gain, le paramètre considéré varie sur une plage déterminée. Comme la somme des variations ainsi mesurées est généralement supérieure à la valeur mesurée dans des conditions de variation simultanée de tous les paramètres, la nature de la séparation de l'enveloppe de gain en différentes parties sera laissée au choix du fabricant du tube.

Comme il est difficile, par exemple, de faire vibrer le tube et de le soumettre aux variations de température d'environnement simultanément, il peut être désirable de mesurer l'enveloppe de gain pour des variations simultanées de tous les paramètres, sauf de la température (pour ce cas, la valeur de l'enveloppe de gain est A), et de mesurer de nouveau avec tous les paramètres variés sans vibration (pour ce cas, la valeur de l'enveloppe de gain est B). La somme des enveloppes de gain ainsi mesurées doit être inférieure à l'enveloppe de gain spécifiée, de sorte que $A + B$ est inférieur à C , la variation permise de l'enveloppe de gain. La valeur de $A + B$ sera en tout cas plus grande que la valeur de l'enveloppe de gain mesurée avec variation simultanée de toutes les grandeurs.

16. Puissance de sortie

16.1 Puissance de sortie à la fréquence fondamentale

Le tube est monté dans un circuit tel que celui de la figure 13, page 65, et il est mis en fonctionnement selon les instructions du fabricant. Devant le système de mesure de puissance, on dispose des filtres pour éliminer les harmoniques qui peuvent naître dans le tube. Ces filtres devront être choisis de telle manière que la transmission des fréquences harmoniques soit suffisamment petite par rapport à la transmission de la fréquence fondamentale.

Le résultat de la mesure est le produit de l'indication, lue au dispositif de mesure de puissance, par un facteur qui tient compte de l'atténuation introduite par le coupleur directif et les filtres. La mesure la plus précise de la puissance de sortie r.f. est obtenue par la méthode calorimétrique.

15.3.2 *Measurement*

The tube is operated as in Sub-clause 15.1. The frequency of the driving signal is swept over a measurement band that is small compared with the total frequency band. The variations of gain within the measurement band are observed on the screen of a calibrated oscilloscope. The measurement is repeated as required throughout the total frequency band.

The result of the measurement is the maximum difference in power gain between adjacent peaks and valleys within the measurement band (see Figure 12, page 65).

Precautions

See Sub-clause 15.1.

15.4 *Gain slope*

The measurement procedure is given in Sub-clause 15.3.2.

The result is stated as the maximum slope, expressed in dB per MHz.

15.5 *Maximum gain variations (gain-box)*

The tube is operated as in Sub-clause 15.1. While the driving signal is swept through the required frequency range, power supply and environmental conditions are simultaneously varied through the stated range of values and variations of gain are observed on the screen of a calibrated oscilloscope.

The result of the measurement is the statement whether or not all observed gain values are within a stated gain-box (see Figure 12).

Notes 1. — For convenience, a recorder is often used so that maximum gain excursions are easily observed.

2. — When it is difficult to make the measurements with total simultaneity, the gain-box may be optionally separated into parts for particular measurements. Each part will include maximum variations in gain caused by the change in a definite parameter when all other variable parameters are adjusted so as to produce maximum change in gain as the particular parameter is varied throughout its stated range. Since the sum of variations so measured will generally exceed the value measured under simultaneous variation of all parameters, such separation of the gain-box into parts shall be at the option of the tube manufacturer.

For example, since it is difficult to vibrate the tube and subject it to the environmental temperature variations simultaneously, it may be desirable to measure the gain-box for simultaneous variation of everything but temperature (for which the gain-box value is A), and again measure with all parameters varied without vibration (for which the gain-box value is B). The sum of the gain-boxes so measured must then be less than the stated gain-box, so that $A + B$ is less than C , the allowed gain-box variation. The value of $A + B$ will in all cases be greater than the value of the gain-box measured with simultaneous variation of all quantities.

16. **Output power**

16.1 *Fundamental output power*

The tube is operated in accordance with the manufacturer's instructions, in the circuit shown in Figure 13, page 65. Filters are used before the power measuring device in order to eliminate harmonics which may be generated in the tube. These filters should be so chosen that harmonic transmission is insignificant relative to the fundamental transmission.

The result of the measurement is the indication of the power measuring device multiplied by a factor that takes account of the attenuation introduced by the directional coupler and the filters. The most accurate measurement of r.f. output power is performed by the calorimetric method.

Précautions

- a) La source de signal devra avoir un taux d'harmoniques négligeable et devra être suffisamment bien adaptée pour qu'il n'y ait aucune réflexion harmonique à l'entrée.
- b) Les filtres devront, de préférence, ne réfléchir aucune puissance aux fréquences harmoniques, mais devront les absorber aussi parfaitement que possible.

16.2 *Puissance de saturation*

16.2.1 *Théorie*

Lorsque les conditions de fonctionnement du tube sont fixes (c'est-à-dire le courant, la tension, la fréquence, etc.) et que seule la puissance d'excitation augmente, la puissance de sortie augmente tout d'abord également. Dans la plupart des tubes amplificateurs hyperfréquences pour une certaine valeur de puissance d'excitation, la puissance de sortie atteint une valeur maximale et le tube fonctionne en saturation. Lorsque le tube est excité au-delà du point de saturation, la puissance de sortie diminue.

16.2.2 *Mesure*

Le tube est mis en fonctionnement comme il est indiqué au paragraphe 16.1. On augmente progressivement la puissance d'excitation et on mesure la puissance de sortie à la fréquence fondamentale. Le résultat de la mesure est la valeur maximale de puissance de sortie observée.

Pendant cette mesure, la tension de faisceau et/ou l'accord est:

- a) soit maintenue à une valeur déterminée;
- b) soit réglée pour obtenir le gain maximal pour des faibles signaux; ou
- c) soit réglée pour obtenir la puissance de sortie maximale pour chacune des valeurs de la puissance d'excitation.

La puissance de saturation obtenue dans ce dernier cas est appelée puissance de saturation optimale.

16.3 *Puissance de sortie aux fréquences harmoniques*

Le tube est mis en fonctionnement dans des conditions déterminées. Si l'on utilise un filtre convenable passe-bande/rejecteur de bande, ou des filtres accordables, la puissance de sortie, pour chaque harmonique de la fréquence fondamentale, est mesurée en l'absence des autres.

Le résultat de la mesure est généralement exprimé, pour chacune des fréquences harmoniques données, en dB, au-dessous de la puissance de sortie mesurée à la fréquence fondamentale.

Note. — Etant donné que l'impédance du système de transmission et de la charge, vue de la sortie du tube, est, aux fréquences harmoniques, une fonction complexe des multiples modes de propagation qui peuvent exister, les résultats de cette mesure sont purement indicatifs.

Précautions

- a) Le signal d'excitation devra avoir un taux d'harmoniques négligeable et devra être suffisamment bien adapté, de façon qu'il n'y ait pas de réflexion harmonique à l'entrée.
- b) Le filtre devra absorber toute la puissance, sauf celle correspondant à la fréquence harmonique particulière.
- c) Le taux d'harmoniques du faisceau d'un tube amplificateur de grande puissance entièrement saturé est très grand. L'amplitude de chaque harmonique peut être seulement inférieure de 1 dB environ par rapport à l'harmonique précédent. Ainsi le dixième harmonique peut être de 10 dB à 15 dB au-dessous du niveau du signal porteur. Etant donné que beaucoup de filtres fixes ou accordables ont des bandes passantes plus grandes qui couvrent certains

Precautions

- a) The signal source should have a negligible harmonic content, and should be sufficiently well matched so that no reflections of harmonic power take place in the input line.
- b) The filters should preferably not reflect harmonic power, but should absorb it as completely as possible.

16.2 *Saturation power*

16.2.1 *Theory*

If the tube operating conditions (i.e. beam current and voltage, frequency, etc.) are fixed, and only the driving power is increased, the output power is at first proportional to the driving power and thus the gain is constant. In most microwave amplifier tubes, as the driving power is further increased, the output power reaches a maximum value and the tube saturates. When the tube is driven beyond the saturation point, the output power falls again.

16.2.2 *Measurement*

The tube is operated as in Sub-clause 16.1. The driving power is gradually increased and the fundamental output power is measured. The result of the measurement is the maximum observed output power.

During this measurement, the beam voltage and/or tuning are either:

- a) maintained at a stated value;
- b) adjusted to provide maximum small-signal gain; or
- c) adjusted to provide maximum output power at each value of driving power.

In the last case the saturation power observed is called the optimum saturation power.

16.3 *Harmonic output power*

The tube is operated under stated conditions. By the use of suitable band-pass/band-reject or tunable filters, the output at each harmonic of the fundamental frequency is measured in the absence of all others.

The result of the measurement is usually expressed in dB below the fundamental frequency output for each of the stated harmonic frequencies.

Note.—Since the impedance presented to the output structure by the transmission line and load resistance at the harmonic frequencies is a complicated function of the multiple modes of propagation which may exist, the results of this measurement are only qualitative.

Precautions

- a) The signal source should have a negligible harmonic content, and should be sufficiently well matched so that no reflections of harmonic power take place in the input line.
- b) The filter should absorb all power except that at the particular harmonic frequency.
- c) The harmonic content of the beam of a fully saturated high-power amplifier is very large. The current for each harmonic may be only about 1 dB lower than that of the previous harmonic. Thus, even the 10th harmonic may have beam power only 10 dB to 15 dB below the carrier. Since many band-pass or tunable filters have higher pass-bands that are harmonically related to their fundamental pass-band frequencies, it may be necessary to calibrate

harmoniques de la fréquence fondamentale de leur bande passante, il peut être nécessaire d'étalonner leur atténuation, pour les fréquences harmoniques élevées, afin d'éviter des erreurs dues aux puissances d'harmoniques autres que celle que l'on veut mesurer.

Cette mesure peut être vérifiée d'une manière satisfaisante en mesurant l'impédance du circuit de sortie à la fréquence fondamentale et aux fréquences harmoniques. En connaissant ces impédances, on peut déterminer, au moyen du courant de faisceau, la valeur probable de la puissance aux fréquences harmoniques.

17. Coefficient de réflexion à l'entrée et à la sortie ou taux d'ondes stationnaires

17.1 Coefficient de réflexion en fonctionnement (à chaud) ou taux d'ondes stationnaires

17.1.1 Coefficient de réflexion à l'entrée ou taux d'ondes stationnaires

Le tube est monté dans un circuit tel que celui de la figure 14, page 66, et il est mis en fonctionnement selon les instructions du fabricant. Les éléments d'adaptation, s'ils sont prévus dans le montage du tube, sont réglés pour obtenir un taux d'ondes stationnaires minimal dans les conditions données. Un filtre d'harmoniques absorbant est utilisé devant le détecteur de puissance réfléchie afin d'éliminer les harmoniques qui peuvent naître dans le tube. Etant donné que le résultat de la mesure peut dépendre de la puissance incidente, la valeur de cette puissance doit être spécifiée.

Le module du coefficient de réflexion est la racine carrée du rapport de la puissance réfléchie par le détecteur à la puissance incidente. Le taux d'ondes stationnaires s est calculé à partir de la formule:

$$s = \frac{1 + |r|}{1 - |r|}$$

où: r = le coefficient de réflexion.

Une autre méthode consiste à mesurer directement le taux d'ondes stationnaires et la position de la tension minimale avec un détecteur d'ondes stationnaires.

Précautions

La charge adaptée doit pouvoir dissiper la puissance totale de sortie du tube.

17.1.2 Coefficient de réflexion à la sortie ou taux d'ondes stationnaires

Cette mesure est effectuée selon les indications du paragraphe 17.1.1, le tube étant inversé comme le montre la ligne pointillée de la figure 5.

Notes 1. — Cette mesure est nécessaire pour les tubes dont l'utilisation nécessite une faible ondulation du gain et pour lesquels la stabilité en court-circuit est essentielle.

2. — Dans certains cas où les réflexions sont amplifiées à l'intérieur du tube, la puissance réfléchie peut être égale ou supérieure à la puissance incidente. Les mesures de taux d'ondes stationnaires sont alors ambiguës et il est préférable d'effectuer la mesure du coefficient de réflexion. Dans ce cas, le module du coefficient de réflexion est supérieur à l'unité.

17.1.3 Puissance réfléchie ou taux d'ondes stationnaires à l'entrée

Pour effectuer ces mesures dans les conditions données, on peut employer l'un des deux moyens suivants:

a) La puissance réfléchie peut être mesurée en utilisant des coupleurs directifs à filtres convenables étalonnés par des méthodes de substitution. Le taux d'ondes stationnaires à l'entrée est calculé comme suit:

$$\text{t.o.s.} = \frac{\sqrt{\text{Puissance incidente} + \text{puissance réfléchie}}}{\sqrt{\text{Puissance incidente} - \text{puissance réfléchie}}}$$

their attenuation at very high harmonic frequencies to avoid errors due to harmonic power other than that being measured.

A suitable cross-check of the measurement is derived from measurement of the output circuit impedance at the fundamental and harmonic frequencies. These impedances can be used in conjunction with beam current terms to predict the probable magnitude of the harmonic power.

17. Input and output reflection coefficient or v.s.w.r.

17.1 Operating (or hot) reflection coefficient or v.s.w.r.

17.1.1 Input reflection coefficient or v.s.w.r.

The tube is operated in accordance with the manufacturer's instructions in the circuit shown in Figure 14, page 66, or equivalent. The matching elements, if provided in the tube mount, are adjusted to achieve minimum v.s.w.r. under stated conditions. Harmonic absorbers are used before the detectors in order to eliminate harmonics which may be generated in the tube. Since the result of the measurement may depend on the incident power, the value of this power should be stated.

The modulus of the reflection coefficient is obtained as the square root of the ratio of the power reflected from the detector to the incident power. The voltage standing-wave ratio, s , is calculated from the formula:

$$s = \frac{1 + |r|}{1 - |r|}$$

where: r = the reflection coefficient.

An alternative method is the direct measurement of the voltage standing-wave ratio and the position of the voltage minimum with a standing-wave detector.

Precautions

The matched load must be capable of dissipating the full output power of the tube.

17.1.2 Output reflection coefficient or v.s.w.r.

This measurement is made as in Sub-clause 17.1.1 with the tube reversed as shown by the dotted line in Figure 5.

Notes 1. – This measurement is necessary for tubes in which gain ripple must be kept to a very low value and for which short-circuit stability is essential.

2. – In certain cases, because of amplified reflections from within the tube, the reflected power may be equal to or greater than the incident power. V.S.W.R. measurements are then ambiguous and, therefore, measurement of the reflection coefficient is preferred. In this case, the modulus of the reflection coefficient is greater than unity.

17.1.3 Reflected power or input v.s.w.r.

Either of two means may be employed to make these measurements under the stated conditions:

a) Reflected power may be measured using suitably filtered directional couplers, calibrated by substitution methods. Input v.s.w.r. is calculated from the formula:

$$\text{v.s.w.r.} = \frac{\sqrt{\text{Incident power} + \text{reflected power}}}{\sqrt{\text{Incident power} - \text{reflected power}}}$$

b) On peut employer un détecteur d'ondes stationnaires convenablement filtré et étalonné.

Note. — La puissance réfléchie (ou le taux d'ondes stationnaires) est fonction de l'accord de la cavité d'entrée, de la puissance d'excitation disponible et du courant de faisceau, et peut être fonction de l'accord de la cavité d'entrée et des autres cavités ou de l'ajustement de la focalisation. Ces dernières influences proviennent de réactions produites par des électrons revenant en arrière ou de l'énergie harmonique revenant à travers le tube excité. Des filtres peuvent être nécessaires pour diminuer l'influence des harmoniques.

17.2 *Coefficient de réflexion à froid ou taux d'ondes stationnaires*

La méthode de mesure est la même que celles décrites aux paragraphes 17.1.1 et 17.1.2 sauf que le tube est froid.

Il n'est pas nécessaire d'utiliser un filtre d'harmoniques absorbant pour effectuer ces mesures.

18. **Pertes d'amplification**

18.1 *Pertes à froid*

Avant de commencer la mesure, les éléments d'adaptation, s'ils sont prévus dans le montage du tube, sont réglés afin de présenter un taux d'ondes stationnaires minimal à l'entrée et à la sortie du tube dans les conditions de fonctionnement.

Les pertes à froid sont alors mesurées de la borne d'entrée à la borne de sortie, ou vice versa, par une méthode de substitution, selon un circuit approprié représenté à la figure 15, page 66. Lorsque le tube est en place, le générateur de signal est réglé afin d'obtenir une déviation convenable de l'indicateur. Cette valeur et la position de l'atténuateur sont notées. Le tube est alors remplacé par un dispositif ayant des pertes connues, et l'atténuateur est réglé afin d'obtenir la même valeur que précédemment à l'indicateur. Les pertes à froid sont données par la différence entre les deux positions de l'atténuateur, ajoutée à la valeur des pertes du dispositif de substitution. Elles sont exprimées en décibels.

Précaution

Etant donné que les pertes peuvent atteindre des valeurs élevées, il convient de veiller à éviter, au cours de ces mesures, tout couplage par rayonnement entre l'entrée et la sortie du tube.

18.2 *Pertes en fonctionnement*

Le tube est mis en fonctionnement selon les instructions du fabricant. Il peut être nécessaire de fixer la tension du faisceau dans une plage déterminée:

- a) soit pour connaître les pertes minimales en fonctionnement,
- b) soit pour les connaître dans les conditions de fonctionnement optimales.

Les éléments d'adaptation, s'ils sont prévus dans le montage du tube, sont réglés pour obtenir un taux d'ondes stationnaires minimal à l'entrée et à la sortie du tube dans ces conditions de fonctionnement.

Les pertes en fonctionnement sont alors mesurées de la borne de sortie vers la borne d'entrée par la méthode de substitution décrite au paragraphe 18.1.

19. **Sensibilité de phase à la tension ou au courant**

19.1 *Théorie*

La plupart des tubes amplificateurs hyperfréquences sont, du point de vue électrique, très longs et, de ce fait, de légères variations des tensions de fonctionnement peuvent provoquer des déphasages notables des signaux de sortie.

b) A standing-wave detector, suitably filtered and calibrated, may be used.

Note. — Reflected power or v.s.w.r. is a function of input cavity tuning, available drive power and beam current, and may be a function of tuning of the input cavity or other cavities or adjustment of focusing. These latter influences arise from feedback produced by returning electrons or from harmonic energy returned through the drift tube. Filters may be necessary to minimize the effects of the harmonics.

17.2 *Non-operating (or cold) reflection coefficient or v.s.w.r.*

The procedure for these measurements is the same as described in Sub-clauses 17.1.1 and 17.1.2 except that the tube is cold.

For these measurements, the harmonic absorber is not necessary.

18. **Amplifier loss**

18.1 *Cold loss*

Before the start of the measurement, the matching elements, if provided in the tube mount, are adjusted to achieve minimum v.s.w.r. at the input and output of the tube under operating conditions.

Cold loss is then measured in the direction from the input to the output terminal or vice versa by a substitution method, a suitable circuit for which is shown in Figure 15, page 66. With the tube in place, the signal generator is adjusted to provide a convenient deflection of the indicator. The indicator reading and the setting of a calibrated attenuator are noted. The tube is then replaced by a link of known loss and the attenuator is adjusted to provide the same indicator reading. The cold loss is obtained as the difference between the two settings of the attenuator, plus the value of the loss of the link. It is expressed in decibels.

Precaution

Since the loss may have a very high value, care should be taken to avoid radiation coupling between input and output of the tube in making this measurement.

18.2 *Operating loss*

The tube is operated in accordance with the manufacturer's instructions. A requirement may be that the beam voltage be set within a stated range, either:

- a) to cause minimum operating loss, or
- b) to provide optimum operating performance.

Matching elements, if provided in the tube mount, are adjusted to achieve minimum v.s.w.r. at the input and output of the tube under operating conditions.

Operating loss is then measured in the direction from the output to the input terminal, by the substitution method described in Sub-clause 18.1.

19. **Phase sensitivity to voltage or current**

19.1 *Theory*

Most microwave amplifier tubes are electrically very long; therefore, even small changes in operating voltages may cause detectable phase shifts of the output signal.

Pour certains tubes amplificateurs hyperfréquences (amplitrans par exemple) ayant une caractéristique tension-courant plate, il est préférable d'établir la relation du déphasage par rapport au courant plutôt que par rapport à la tension de fonctionnement.

19.2 *Mesure*

Le tube est mis en fonctionnement selon les instructions du fabricant. La différence de phase entre le signal à la sortie et le signal d'excitation est mesurée en fonction de la tension appliquée à une électrode déterminée (tension du faisceau par exemple) ou au courant de cette électrode. La sensibilité de phase est alors considérée comme le taux de variation de la différence de phase en fonction de la tension (ou du courant) de l'électrode considérée. Elle est exprimée en radians par volt (ou par ampère) ou en degrés par volt (ou par ampère).

Note. — La sensibilité de phase d'un tube dans des conditions de fonctionnement à bas niveau peut être différente de sa sensibilité de phase au voisinage de la saturation en raison de l'influence de la conversion AM/PM.

20. **Stabilité d'amplification**

20.1 *Théorie*

Dans certains cas d'excitation et dans certaines conditions d'impédance de charge et/ou de faisceau, il se peut que des oscillations apparaissent dans un tube amplificateur hyperfréquences.

20.2 *Stabilité en court-circuit*

Le tube est monté dans un circuit tel que celui de la figure 16, page 67, et il est mis en fonctionnement selon les instructions du fabricant. La tension de faisceau est balayée sur une plage déterminée.

Les dispositifs de courts-circuits à l'entrée et à la sortie sont déplacés de telle manière que pour toute position de l'un des courts-circuits à l'intérieur d'une gamme égale à la moitié de la longueur d'onde au moins, l'autre court-circuit soit aussi déplacé de la moitié au moins de la longueur d'onde. Pendant cette opération, on recherche, à l'entrée et à la sortie, tous les signaux parasites.

Si les valeurs de puissance des signaux parasites relevées sont inférieures aux niveaux spécifiés, on considère que le tube présente une stabilité en court-circuit acceptable.

Précautions

a) La largeur de bande des coupleurs directifs et des détecteurs de puissance doit être suffisante pour permettre la détection des oscillations parasites.

b) Il est nécessaire de faire une différence entre le bruit et les oscillations parasites de sortie.

20.3 *Stabilité en désadaptation*

Le tube est monté dans un circuit tel que celui de la figure 17, page 67, et il est mis en fonctionnement selon les instructions du fabricant. La tension de faisceau est balayée sur une plage déterminée. Les éléments de désadaptation à l'entrée et à la sortie sont déplacés de telle manière que, pour toute position de l'un des éléments de désadaptation à l'intérieur d'une gamme égale à la moitié de la longueur d'onde au moins, l'autre élément soit aussi déplacé de la moitié au moins de la longueur d'onde. Pendant cette opération, on note, à l'entrée et à la sortie, les valeurs de puissance en radiofréquence.

Si les valeurs de puissance en radiofréquence notées sont inférieures aux niveaux spécifiés, on considère que le tube possède une stabilité en désadaptation acceptable.

Précautions

Voir paragraphe 20.2.

In certain classes of microwave amplifier tubes (e.g. amplitrons) with a flat voltage-current characteristic, it is preferable to relate phase shifts to operating current instead of to operating voltage.

19.2 *Measurement*

The tube is operated in accordance with the manufacturer's instructions. The difference in phase between the output signal and the driving signal is measured as a function of the voltage applied to a stated electrode (e.g. the beam voltage) or the current of that electrode. The phase sensitivity is then derived as the rate of change of the phase difference with respect to the voltage (or current) of the stated electrode. It is expressed in radians per volt (or per ampere) or in degrees per volt (or per ampere).

Note. — The phase sensitivity of the tube under low-level drive conditions may be different from the phase sensitivity near saturation, because of the influence of AM/PM conversion.

20. **Amplifier stability**

20.1 *Theory*

Under certain signal-source and load impedance conditions and/or beam conditions, it is possible that unwanted oscillations may occur in a microwave amplifier tube.

20.2 *Short-circuit stability*

The tube is operated in accordance with the manufacturer's instructions, in the circuit shown in Figure 16, page 67. The beam voltage is swept over a stated range.

The input and output short-circuit terminations are moved in such a way that for any position within a range of at least half a wavelength of one of the terminations, the other is moved through at least half a wavelength. During this operation, observations are made at the input and output for indication of unwanted power.

If the observed values of unwanted power are below the specified levels, the tube is considered to be short-circuit stable.

Precautions

- a) The bandwidth of the directional couplers and power detectors must be sufficient to permit detection of oscillations.
- b) It is necessary to differentiate between noise and spurious-oscillation output.

20.3 *Mismatch stability*

The tube is operated, in accordance with the manufacturer's instructions in the circuit shown in Figure 17, page 67. The beam voltage is swept over a stated range. The input and output terminations of stated mismatch are moved in such a way that, for any position within a range of at least half a wavelength of one of the terminations, the other is moved through at least half a wavelength. During this operation, observations are made at the input and output for indications of r.f. power.

If the observed values of the r.f. power are below the prescribed levels, the tube is considered to be mismatch stable.

Precautions

See Sub-clause 20.2.