NORME INTERNATIONALE

INTERNATIONAL STANDARD

CEI
IEC
60377-2

Première édition
First edition
1977-01

Méthodes recommandées pour la détermination des propriétés diélectriques de matériaux isolants aux fréquences supérieures à 300 MHz

Deuxième partie: Méthodes de résonance

Recommended methods for the determination of the dielectric properties of insulating materials at frequencies above 300 MHz

Part 2: Resonance methods



Numéro de référence
Reference number
CEI/IEC 60377-2: 1977

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

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.

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

NORME INTERNATIONALE

INTERNATIONAL STANDARD

CEI
IEC
60377-2

Première édition
First edition
1977-01

Méthodes recommandées pour la détermination des propriétés diélectriques de matériaux isolants aux fréquences supérieures à 300 MHz

Deuxième partie: Méthodes de résonance

Recommended methods for the determination of the dielectric properties of insulating materials at frequencies above 300 MHz

Part 2: Resonance methods

© IEC 1977 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 3, rue de Varembé Geneva, Switzerland
Telefax: +41 22 919 0300 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 R

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

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS

Not for Resale

SOMMAIRE

Pages

PRÉAMBULE 4

PRÉFACE 4

Articles

1. Objet et domaine d'application 6
2. Introduction 6
3. Appareillage d'essai 8
4. Eprouvette 10
5. Mode opératoire 10
6. Evaluation des résultats de mesure 12
7. Procès-verbal d'essai 12

ANNEXE A — Résonateurs 14

FIGURES 32

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

CONTENTS

Page

FOREWORD 5

PREFACE 5

Clause

1. Object and scope 7
2. Introduction 7
3. Test apparatus 9
4. Test specimen 11
5. Testing procedure 11
6. Evaluation of measured data 13
7. Test report 13

APPENDIX A — Resonators 15

FIGURES 32

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

COMMISSION ÉLECTROTECHNIQUE INTERNATIONALE

MÉTHODES POUR LA DÉTERMINATION DES PROPRIÉTÉS DIÉLECTRIQUES DE MATÉRIAUX ISOLANTS AUX FRÉQUENCES SUPÉRIEURES À 300 MHz

Deuxième partie: Méthodes de résonance

PRÉAMBULE

1) Les décisions ou accords officiels de la CEI en ce qui concerne les questions techniques, préparées 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 le mesure du possible, être indiquée en termes clairs dans cette dernière.

PRÉFACE

La présente norme a été établie par le Sous-Comité 15A: Essais de courte durée, du Comité d'Etudes N° 15 de la CEI: Matériaux isolants.

Elle constitue la deuxième partie de la Publication 377.

Un premier projet fut discuté lors de la réunion tenue à Vienne en 1971. A la suite de cette réunion, un projet, document 15A(Bureau Central)25, fut soumis à l'approbation des Comités nationaux suivant la Règle des Six Mois en mai 1974.

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

Allemagne	Pays-Bas
Australie	Portugal
Belgique	Suède
Danemark	Suisse
Etats-Unis d'Amérique	Tchécoslovaquie
France	Turquie
Israël	Union des Républiques Socialistes Soviétiques
Norvège	Yougoslavie

La première partie s'applique aux méthodes de détermination de la permittivité relative et du facteur de dissipation diélectrique des matériaux diélectriques aux hyperfréquences.

La troisième partie s'appliquera aux méthodes de ligne de transmission et de pont (à l'étude).

La quatrième partie s'appliquera aux méthodes optiques (à l'étude).

Autre publication de la CEI citée dans la présente norme:

Publication n° 250: Méthodes recommandées pour la détermination de la permittivité et du facteur de dissipation des isolants électriques aux fréquences industrielles, audibles et radioélectriques (ondes métriques comprises).

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION

METHODS FOR THE DETERMINATION OF THE DIELECTRIC PROPERTIES OF INSULATING MATERIALS AT FREQUENCIES ABOVE 300 MHz

Part 2: Resonance methods

FOREWORD

1) The formal decisions or agreements of the IEC on technical matters, prepared by Technical Committees on which all the National Committees having a special interest therein are represented, express, as nearly as possible, an international consensus of opinion on the subjects dealt with.

2) They have the form of recommendations for international use and they are accepted by the National Committees in that sense.

3) In order to promote international unification, the IEC expresses the wish that all National Committees should adopt the text of the IEC recommendation for their national rules in so far as national conditions will permit. Any divergence between the IEC recommendation and the corresponding national rules should, as far as possible, be clearly indicated in the latter.

PREFACE

This standard has been prepared by Sub-Committee 15A, Short-time Tests, of IEC Technical Committee No. 15, Insulating Materials.

It forms Part 2 of Publication 377.

A first draft was discussed at the meeting held in Vienna in 1971. As a result of this meeting, a draft, Document 15A(Central Office)25, was submitted to the National Committees for approval under the Six Months' Rule in May 1974.

The following countries voted explicitly in favour of publication:

Australia	Norway
Belgium	Portugal
Czechoslovakia	Sweden
Denmark	Switzerland
France	Turkey
Germany	Union of Soviet Socialist Republics
Israel	United States of America
Netherlands	Yugoslavia

Part 1 applies to the procedures for the determination of relative permittivity and dielectric dissipation factor of dielectric materials in the microwave frequency region.

Part 3 will apply to transmission line and bridge methods (under consideration).

Part 4 will apply to optical methods (under consideration).

Other IEC publication quoted in this standard:

Publication No. 250: Recommended Methods for the Determination of the Permittivity and Dielectric Dissipation Factor of Electrical Insulating Materials at Power, Audio and Radio Frequencies Including Metre Wavelengths.

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

MÉTHODES POUR LA DÉTERMINATION DES PROPRIÉTÉS DIÉLECTRIQUES DE MATÉRIAUX ISOLANTS AUX FRÉQUENCES SUPÉRIEURES À 300 MHz

Deuxième partie: Méthodes de résonance

Remarque. — Les prescriptions de la présente norme ne sont applicables qu'en liaison avec les prescriptions de la Publication 377-1 de la CEI: Méthodes recommandées pour la détermination des propriétés diélectriques de matériaux isolants aux fréquences supérieures à 300 MHz, Première partie: Généralités.

1. Objet et domaine d'application

La présente norme s'applique aux modalités de détermination de la permittivité relative et du facteur de dissipation diélectrique — ainsi que des grandeurs qui s'y rapportent, telles que l'indice de pertes — des matériaux diélectriques solides, liquides et fusibles aux hyperfréquences par les méthodes de résonance. Les méthodes décrites ici s'appliquent avant tout aux éprouvettes à faibles pertes.

2. Introduction

Les méthodes de mesure décrites dans la présente norme font appel à des appareils de résonance. Ces appareils consistent essentiellement en une portion de ligne de transmission de section donnée, court-circuitée aux deux extrémités à un intervalle égal à un multiple quelconque de la moitié de la longueur d'onde à la fréquence de mesure. Lorsqu'on insère une éprouvette dans le résonateur, cette longueur d'onde change. La variation de fréquence ou la variation de longueur qui sont respectivement nécessaires pour rétablir la résonance et la variation correspondante du facteur Q constituent des mesures des propriétés diélectriques de l'éprouvette.

Les avantages particuliers des méthodes de résonance sur les autres méthodes d'essais résident dans la valeur extrêmement élevée du facteur Q, résonateur non chargé, ce qui peut être obtenu par l'emploi de modes d'ondes appropriés et par une construction adéquate ; cette technique permet de mesurer des facteurs de dissipation très faibles de l'éprouvette. Ainsi, d'une façon générale, pour profiter des avantages de cette méthode, on construit le résonateur pour résoudre un problème particulier de mesure (fréquence, forme et propriétés diélectriques de l'éprouvette). Pour éviter des résultats douteux, il est nécessaire d'étudier soigneusement la configuration du champ résultant. En conséquence, l'appareil à résonance est nécessairement un dispositif à bande étroite, la fréquence d'essai obtenue dépendant de la quantité, de la forme et des propriétés de l'éprouvette ainsi que de son emplacement dans le résonateur.

Les types suivants de résonateur sont d'un emploi courant :

Type de cavité	Gamme de fréquences	Forme de l'éprouvette	Observations	N°
Cavité rentrante	100 MHz à 1 GHz	Disque	$\varepsilon_r \leqslant 10$	A.1
Résonateur coaxial	1 GHz à 3 GHz	Tube		A.2
Cavité (fermée)	1 GHz à 30 GHz	Disque, tige		A.3
« Cavité ouverte »	> 3 GHz	Disque	$\varepsilon_r > 5$	A.4
Résonateur optique	> 30 GHz	Plaque, feuille		A.5

Note. — Les valeurs limites indiquées pour la fréquence et la permittivité ne sont que des valeurs approchées, elles peuvent être dépassées si l'on peut tolérer une sensibilité réduite au facteur de dissipation ou à la permittivité (voir également l'article 4 de la Publication 377-1).

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

METHODS FOR THE DETERMINATION OF THE DIELECTRIC PROPERTIES OF INSULATING MATERIALS AT FREQUENCIES ABOVE 300 MHz

Part 2: Resonance methods

Explanatory Note. — The requirements of this standard are valid only in connection with the requirements given in IEC Publication 377-1, Recommended Methods for the Determination of the Dielectric Properties of Insulating Materials at Frequencies Above 300 MHz, Part 1: General.

1. Object and scope

This standard applies to the procedures for the determination of relative permittivity and dielectric dissipation factor and of quantities related to them, such as loss index, of solid and liquid or fusible dielectric materials in the microwave frequency region by resonance methods. The methods described herein apply primarily to low-loss specimens.

2. Introduction

The measuring methods to be described in this standard involve the use of resonance apparatus. Such apparatus consists essentially of a transmission line section of a given cross-section short-circuited at both ends at an interval of an arbitrary multiple of one-half the working wavelength. When a test specimen is inserted into the resonator, the working wavelength changes. The frequency shift or the length variation respectively required to re-establish resonance and the associated change in the Q-factor are measures of the dielectric properties of the test specimen.

The particular advantage of resonance methods compared with other test methods centres on the extremely high unloaded Q-factor, which can be achieved by the use of suitable wave modes and by proper design ; by means of this technique, very low dissipation factors of the test specimen can be measured. Thus, in general, to benefit from the advantages of this method, a resonator is constructed for a particular measuring problem (frequency, shape and dielectric properties of the specimen). To avoid ambiguity of results, a careful examination of the resulting field configuration is necessary. Hence, the resonance apparatus is necessarily a narrowband device, with the resulting test frequency depending on the quantity and shape, the dielectric properties and the location of the test specimen within the resonator.

The following types of resonators are commonly used :

Type of cavity	Frequency range	Shape of specimen	Remarks	No.
Re-entrant cavity	100 MHz to 1 GHz	Disk	$\varepsilon_r \leqslant 10$	A.1
Coaxial resonator	1 GHz to 3 GHz	Tube		A.2
Cavity (closed)	1 GHz to 30 GHz	Disk, rod		A.3
"Open cavity"	> 3 GHz	Disk	$\varepsilon_r > 5$	A.4
Optical resonator	> 30 GHz	Plate, sheet		A.5

Note. — The limiting values for frequency and permittivity are only approximate and may be exceeded if reduced sensitivity to the dissipation factor or permittivity may be tolerated (see also Clause 4 of Publication 377-1).

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

Les divers types de résonateurs, les méthodes de mesure associées et leur évaluation sont traités de façon plus détaillée dans l'annexe A.

3. **Appareillage d'essai** (voir la figure 1, page 32)

L'appareillage d'essai comprend :

3.1 Un générateur fournissant la fréquence désirée à un niveau de puissance suffisant. La fréquence doit pouvoir être accordée, soit manuellement, soit automatiquement (source à balayage de fréquence) sur toute la gamme de fréquences désirée.

Note. — Les générateurs à balayage de fréquence utilisés en association avec des dispositifs de lecture (voir le paragraphe 3.2.2) conviennent à des essais rapides. On doit veiller à ce que la courbe de résonance ne soit pas affectée par des vitesses de balayage trop élevées.

On doit pouvoir faire varier la puissance de sortie. Il est souhaitable de disposer d'une commande automatique de niveau.

Notes 1. — Les générateurs accordés manuellement pour les méthodes d'essais à fréquence fixe doivent avoir une stabilité de fonctionnement suffisante. Il suffit en général d'une stabilité de 1 ppm ou moins de la fréquence.

2. — Pour éviter un entraînement de fréquence, il est recommandé d'insérer entre le générateur et le circuit un affaiblisseur non réciproque ou un élément d'affaiblissement.

Pour éviter les résonances parasites, le résidu harmonique doit être inférieur à 1%.

3.2 Un détecteur de sensibilité suffisante à la fréquence de mesure. On utilise différents types en association avec les générateurs accordés manuellement ou automatiquement.

3.2.1 Les détecteurs pour les mesures à fréquence fixe doivent avoir une stabilité de fonctionnement suffisante. On peut utiliser soit des voltmètres à diodes avec ou sans amplification, soit des récepteurs accordés sur l'hyperfréquence ou une modulation à basse fréquence de la sortie du générateur avec ou sans régulateur automatique d'accord.

Notes 1. — Les détecteurs à large bande conviennent en général du fait qu'il n'est pas nécessaire de les accorder sur le générateur et que le dispositif à résonance permet une discrimination suffisante avec les perturbations extérieures à hyperfréquences. On ne doit pas oublier, toutefois, que le niveau d'entrée sur le détecteur est assez faible et que le blindage qui peut être efficace aux hyperfréquences peut se montrer insuffisant aux basses fréquences; en conséquence, dans un environnement sujet à des perturbations, un récepteur accordé peut être indispensable.

Dans tous les cas, on doit veiller à éviter les retours par la terre qui peuvent être formés par les connexions des matériels électroniques aux circuits de puissance et les écrans des guides d'ondes d'interconnexion.

2. — Un récepteur indiquant le quotient de deux puissances d'entrée, c'est-à-dire l'une provenant du résonateur et l'autre du générateur, présente l'avantage d'éviter les erreurs dues aux variations de la puissance de sortie du générateur.

3.2.2 Pour les mesures avec balayage de fréquence, il est fait usage de dispositifs de lecture sur écran. Comme seule la puissance de sortie redressée du résonateur est indiquée, on peut employer un oscilloscope à usage général quelconque de sensibilité suffisante.

Note. — Les dispositifs à double trace (fonctionnement en alternance) ont l'avantage d'éliminer les erreurs dues aux variations de la puissance de sortie du générateur.

3.3 Un fréquencemètre de discrimination suffisante dans la gamme des fréquences de mesure.

3.4 Un étalon d'affaiblissement de 3 dB ou un affaiblisseur étalon variable.

3.5 Un résonateur entrant en résonance à la fréquence désirée.

Note. — Il peut ne pas exister dans le commerce de dispositif à résonance qui donne les résultats optimaux pour un problème quelconque d'essais. Il semble donc utile de donner des directives générales pour la construction de types particuliers de résonateurs. Des détails sont donnés dans l'annexe A.

a) Pour faciliter l'usinage avec la précision nécessaire, il est préférable d'employer des résonateurs de section circulaire.

b) Pour les essais de matériaux, on utilise des modes à symétrie axiale exclusivement. En conséquence, avec les modes TEM et TE_{0mn}, ce sont les résonateurs dont le rapport de la longueur au diamètre est voisin de l'unité qui offrent les meilleures possibilités; pour les modes TM_{0mn}, ce rapport est voisin de zéro.

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

The various types of resonators and the associated measuring procedures and their evaluation are discussed in more detail in Appendix A.

3. **Test apparatus** (see Figure 1, page 32)

The test apparatus consists of:

3.1 A generator supplying the desired frequency at a sufficient power level. The frequency should be tunable either manually or automatically (a swept-frequency source) over the desired frequency range.

Note. — Swept-frequency generators used in connection with display devices (see Sub-clause 3.2.2) are convenient for quick testing. Care should be taken that the apparent shape of the resonance curve is not affected by excessively high sweeping speeds.

The output power should be variable. Means for automatic level control (ALC) are desirable.

Notes 1. — Manually tuned generators for fixed frequency testing procedures shall have sufficient stability of operation. Stability of 1 ppm or less in the frequency generally suffices.

2. — To avoid frequency pulling, insertion of an isolator or an attenuation pad between the generator and the circuit is recommended.

To avoid spurious resonances, the harmonic content should be less than 1%.

3.2 A detector of sufficient sensitivity at the test frequency. Different types are used in connection with manually or automatically tuned generators.

3.2.1 Detectors for fixed frequency measurements shall have sufficient stability of operation. Either *a)* diode-voltmeters with or without amplification, or *b)* receivers tuned to the microwave frequency or a low-frequency modulation of the generator output with or without automatic frequency control (AFC) can be used.

Notes 1. — In general, broadband detectors are convenient as they need not be tuned to the generator and the resonance device allows sufficient discrimination from external microwave interference. It should be borne in mind, however, that the input level at the detector is rather low and the screening which may be effective at microwave frequencies may not be sufficient at low frequencies; therefore, in an area with ambient interference a tuned receiver may be indispensable.

In any case, care should be taken to avoid earth-loops which may be formed by the power connections of the electronic equipment and the screens of the interconnecting waveguides.

2. — A receiver showing the quotient of two inputs, i.e. one stemming from the resonator and the other being derived from the generator, is advantageous as it avoids errors due to output variations of the generator.

3.2.2 Display devices are used with swept-frequency measurements. As only the rectified output of the resonator is shown, any general-purpose oscilloscope of sufficient sensitivity can be employed.

Note. — Dual-trace facilities (alternate mode of operation) are advantageous as they eliminate errors due to output variations of the generator.

3.3 A frequency meter of sufficient discrimination at the working frequency range.

3.4 A 3 dB-attenuation standard or a variable standard attenuator.

3.5 A resonator resonating at the desired frequency.

Note. — There may be no resonance device available commercially for obtaining optimum results with an arbitrary test problem. Therefore, it seems appropriate to give some general instructions on the construction of such resonators; details are given in Appendix A on the particular resonator types.

a) For ease of machining with the accuracy required, resonators of a circular cross-section are preferred.

b) For material testing purposes, modes of axial symmetry are used exclusively. Hence, with TEM- and TE_{0mn}-modes, resonators of length/diameter ratio close to unity offer optimum performance; for TM_{0mn}-modes, this ratio is in general close to zero.

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

c) Les surfaces intérieures du résonateur doivent être planes au quart près de la profondeur de pénétration du champ électromagnétique à la fréquence de mesure. Le polissage est ainsi normalement nécessaire.

d) Le laiton étant habituellement utilisé, on améliore les performances en revêtant d'argent ou d'or par galvanoplastie les surfaces intérieures (application à haute température) sur une épaisseur égale à environ quatre fois la profondeur de pénétration du champ électromagnétique. Aux fréquences élevées, on peut utiliser de l'argent massif pour le résonateur.

e) Les contacts glissants amoindrissent la qualité du résonateur et, en particulier aux fréquences élevées, nuisent à la reproductibilité et à la précision du réglage. On doit donc les éviter dans toute la mesure du possible. Les parties amovibles, en particulier les couvercles des couvertures permettant d'introduire les éprouvettes, doivent être constituées de façon telle que leurs surfaces de contact ne soient pas traversées par le courant.

f) Les organes de couplage doivent être conçus de façon à n'exciter que le mode d'oscillation désiré. Une variation de la rigidité du couplage ne doit pas affecter le facteur de qualité Q_u mesuré, le résonateur n'étant pas chargé (voir le paragraphe 5.2). A la résonance, un affaiblissement d'insertion du résonateur d'environ 40 dB peut être considéré comme adéquat.

4. Eprouvette

4.1 La forme de l'éprouvette doit satisfaire aux conditions posées par le résonateur et au mode d'oscillation à employer. On emploie, en général, des disques ou des tiges de section circulaire. Les règles particulières pour les différents types de résonateur sont données dans l'annexe A.

Notes 1. — Un ajustage étroit de l'éprouvette sur le résonateur est nécessaire sur les surfaces perpendiculaires aux lignes de champ électrique à moins que l'on ne puisse tenir suffisamment compte, par le calcul, de l'effet de cisaillement résultant. Cela est d'une importance particulière dans le cas des résonateurs coaxiaux (TEM) et des cavités TM.

2. — Les erreurs sur la permittivité qui sont dues à un interstice résiduel entre la surface de l'extrémité du résonateur et la surface adjacente de l'éprouvette sont négligeables si on emploie des éprouvettes d'épaisseur égale à une demi-onde.

3. — Les éprouvettes en forme de tige de faible permittivité et dont le diamètre d_s est faible (par rapport au diamètre d_0 de la cavité) peuvent être utilisées dans les résonateurs à cavité.

4.2 Les éprouvettes doivent être préparées conformément aux règles de la méthode d'essai particulière (voir l'annexe A) et à l'article 5 de la Publication 377-1.

5. Mode opératoire

Le mode opératoire est le suivant:

5.1 On introduit l'éprouvette dans le résonateur et on établit la résonance; on note alors la grandeur accordée (fréquence f_L ou longueur l_L respectivement).

5.2 On mesure la largeur de bande à demi-puissance δf_L du résonateur chargé en désaccordant le résonateur ou en modifiant la fréquence. Le facteur de qualité Q_L du résonateur chargé est donné par:

$$Q_L = \frac{f_L}{\delta f_L} = \frac{l_L}{\delta l_L}$$

5.3 On retire ensuite l'éprouvette du résonateur et on rétablit la résonance conformément au paragraphe 5.1 (cela donne f_u ou l_u respectivement).

5.4 Le facteur Q du résonateur non chargé se détermine conformément au paragraphe 5.2:

$$Q_u = \frac{f_u}{\delta f_u} = \frac{l_u}{\delta l_u}$$

Notes 1. — Le couplage avec le résonateur ne doit influencer la largeur de bande à demi-puissance pour aucun réglage individuel.

2. — On augmente la précision dans la détermination des réglages de résonance l ou f en faisant la moyenne des points à demi-puissance l_1 et l_2 ou f_1 et f_2 respectivement:

$$l = \frac{l_1 + l_2}{2} \qquad \delta l = l_1 - l_2 \qquad \text{avec } f = \text{constant}$$

$$f = \frac{f_1 + f_2}{2} \qquad \delta f = f_1 - f_2 \qquad \text{avec } l = \text{constant}$$

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

c) The inner surface of the resonator shall be flat to at least one-fourth of the penetration depth of the electromagnetic field at the working frequency. Thus, polishing will normally be necessary.

d) As brass is usually used, the performance will be improved by electro-plating the inner surfaces with silver or gold (for high-temperature application) to a thickness of about four penetration depths of the electromagnetic field. At higher frequencies, bulk silver may be used for the resonator.

e) Sliding contacts lower the quality of the resonator and, especially at the higher frequencies, adversely affect the reproducibility and accuracy of the setting. They should therefore be avoided whenever possible. Removable parts, in particular covers for openings for introducing the test specimen, should be designed so that their contacting surfaces are not traversed by current.

f) Coupling elements should be designed so as to excite only the desired mode of oscillation. Variation of the coupling strength should not affect the measured unloaded quality Q_u (see Sub-clause 5.2). At resonance, an insertion loss of the resonator of about 40 dB may be considered as adequate.

4. Test specimen

4.1 The shape of the test specimen shall satisfy the conditions set by the resonator and the mode of oscillation to be used. In general, disks or rods of circular cross-section are used. The particular requirements for the different resonator types are given in Appendix A.

Notes 1. — Tight fitting of the specimen to the resonator is necessary at surfaces which are perpendicular to the lines of electric field unless the resulting shearing effect can be taken sufficiently into account by calculation. This is of special importance with coaxial (TEM) resonators and with TM-cavities.

2. — Errors in permittivity due to a residual gap between the end surface of the resonator and the adjacent surface of the specimen become negligible if specimens of halfwave thickness are used.

3. — Rod-shaped specimens of low permittivity and small diameter d_s (as compared with the cavity diameter d_0) may be used in cavity resonators.

4.2 The test specimens shall be prepared in accordance with the requirements of the particular test method (see Appendix A) and Clause 5 of Publication 377-1.

5. Testing procedure

The testing procedure is as follows:

5.1 The specimen is inserted into the resonator and resonance is established; the tuned quantity (frequency f_L or length l_L respectively) is then recorded.

5.2 The half-power bandwidth δf_L of the loaded resonator is measured by detuning either the resonator or changing the frequency. The Q-factor Q_L of the loaded resonator is given by:

$$Q_L = \frac{f_L}{\delta f_L} = \frac{l_L}{\delta l_L}$$

5.3 The specimen is then removed from the resonator and resonance is re-established in accordance with Sub-clause 5.1 (this yields f_u or l_u respectively).

5.4 The Q-factor of the unloaded resonator is determined in accordance with Sub-clause 5.2:

$$Q_u = \frac{f_u}{\delta f_u} = \frac{l_u}{\delta l_u}$$

Notes 1. — The coupling to and from the resonator shall not affect the measured half-power bandwidth for any single setting.

2. — Accuracy in determining the resonance settings l or f is increased by averaging the half-power points l_1 and l_2 or f_1 and f_2 respectively:

$$l = \frac{l_1 + l_2}{2} \qquad \delta l = l_1 - l_2 \qquad \text{with } f = \text{constant}$$

$$f = \frac{f_1 + f_2}{2} \qquad \delta f = f_1 - f_2 \qquad \text{with } l = \text{constant}$$

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

3. — Lorsque les deux valeurs de Q à déterminer ne diffèrent que d'une petite quantité, ce qui se produit dans le cas des éprouvettes à faibles pertes, on peut augmenter la précision et simplifier le mode opératoire en utilisant la sortie d'un détecteur à réponse quadratique. Si l'on connaît une valeur individuelle de Q, par exemple Q_1, on a:

$$Q_2 = Q_1 \sqrt{\frac{\theta_2}{\theta_1}}$$

où θ_1 et θ_2 sont les déviations du voltmètre qui correspondent aux valeurs Q_1 et Q_2 respectivement.

Une autre solution consiste à maintenir constantes les tensions de résonance U_1 et U_2 sur le détecteur au moyen d'un affaiblisseur variable étalonné, on a alors:

$$Q_2 = Q_1 \cdot 10^{\frac{A}{20}}$$

où $A = 20 (\log U_2 - \log U_1)$ est l'accroissement nécessaire de l'affaiblissement en décibels. L'affaiblisseur doit donner A avec une précision d'au moins 0,1 dB.

5.5 Toutes les mesures doivent être faites dans un intervalle de température ne dépassant pas $\pm$ 2 °C à moins que l'on ne puisse corriger l'influence de la température avec une précision suffisante.

6. Evaluation des résultats de mesure

Les résultats de mesure sont évalués conformément aux règles données dans l'annexe A pour l'appareillage de mesure considéré.

7. Procès-verbal d'essai

Le procès-verbal d'essai est établi conformément à l'article 6 de la Publication 377-1.

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

3. — When the two Q-values to be determined differ only by a small amount, which occurs with low-loss specimens, accuracy may be increased and procedure simplified by utilizing the output of a square law detector. If a single Q-value is known, e.g. Q_1, then:

$$Q_2 = Q_1 \sqrt{\frac{\theta_2}{\theta_1}}$$

where θ_1 and θ_2 are the deflections of the voltmeter corresponding to the Q-values Q_1 and Q_2 respectively.

Alternatively, if the resonant voltages U_1 and U_2 at the detector are kept constant by means of a calibrated variable attenuator, then:

$$Q_2 = Q_1 \cdot 10^{\frac{A}{20}}$$

where $A = 20$ (log U_2 − log U_1) is the required increase of attenuation in decibels. The attenuator should give A to an accuracy of at least 0.1 dB.

5.5 All measurements should be taken within a temperature interval not exceeding ± 2 °C unless it is possible to correct for the influence of temperature with sufficient accuracy.

6. Evaluation of measured data

Measured data are evaluated in accordance with the instructions given for the particular test apparatus as described in Appendix A.

7. Test report

The test report is given in accordance with Clause 6 of Publication 377-1.

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

ANNEXE A

RÉSONATEURS

A1. **Cavité rentrante**

A1.1 Les résonateurs à cavité rentrante s'emploient dans la gamme de fréquences de 100 MHz à 1 000 MHz. Ils conviennent aux éprouvettes en forme de disque de faible permittivité ($\varepsilon_r \leq 10$).

A1.2 *Principe de fonctionnement*

Les cavités rentrantes sont essentiellement constituées d'une longueur fixe de ligne de transmission coaxiale court-circuitée aux deux extrémités et chargée par un condensateur variable à paramètres localisés près de l'extrémité inférieure du conducteur central (voir la figure 2, page 33).

Note. — Ce condensateur est du point de vue fonctionnel équivalent au condensateur micrométrique de l'article 5 de la Publication 250 de la CEI: Méthodes recommandées pour la détermination de la permittivité et du facteur de dissipation des isolants électriques aux fréquences industrielles, audibles et radioélectriques (ondes métriques comprises), qui forme un circuit résonnant en association avec la portion de ligne de transmission qui le contient.

La fréquence de résonance est déterminée par la longueur et l'impédance caractéristique de la ligne et par la capacité effective du condensateur micrométrique.

A1.3 *Données d'établissement*

Les meilleurs résultats s'obtiennent avec un rapport entre diamètres extérieur et intérieur $\frac{d_o}{d_i}$ d'environ 3,5 ($Z_0 \approx 75\ \Omega$). Pour éviter d'exciter des modes de guide d'ondes, la circonférence moyenne $\pi\left(\frac{d_o + d_i}{2}\right)$ doit être inférieure à la longueur d'onde d'utilisation la plus courte.

$$\lambda_{min} > \pi \frac{(d_o + d_i)}{2} \qquad (1)$$

Pour une longueur totale donnée ($l_1 + l_2 + h$), la fréquence de résonance ω_r du résonateur vide peut se calculer approximativement par la formule:

$$\frac{4h}{\omega_r \varepsilon_0 \pi d_i^2} = 60 \ln \frac{d_o}{d_i} \cdot \left(\operatorname{tg} \frac{\omega_r l_1}{c} + \operatorname{tg} \frac{\omega_r l_2}{c}\right) \qquad (2)$$

La capacité réelle du condensateur micrométrique doit être déterminée par étalonnage en utilisant des éprouvettes de permittivité connue, par exemple quartz fondu, alumine pure à 99,9%, polytétrafluoréthylène, etc., de diamètre d_s inférieur au diamètre d_i du conducteur central d'au moins deux fois l'épaisseur h_s de l'éprouvette. Sauf dans le cas des mesures avec balayage de fréquence, le micromètre latéral, qui permet de désaccorder le résonateur au moins jusqu'au point de demi-puissance à basse fréquence, doit être étalonné à différentes fréquences sur toute la gamme de fréquences d'utilisation du résonateur. Pour établir un couplage constant avec le résonateur, on insère des boucles de couplage près de l'extrémité supérieure. On évite les contacts glissants avec le conducteur central mobile au moyen d'un soufflet métallique.

A1.4 *Eprouvette*

L'éprouvette est un disque plat de diamètre d_s

$$d_s \leq d_i - 2h_s$$

où d_i est le diamètre du conducteur central et h_s l'épaisseur de l'éprouvette. Les surfaces de l'éprouvette doivent être planes et parallèles à 0,05° près.

Note. — Il existe deux façons d'essayer l'éprouvette:

a) En utilisant une distance dans l'air ($h_L - h_s$) dans le condensateur micrométrique et sans appliquer d'électrodes à l'éprouvette. Cette méthode réduit les erreurs dans la détermination de la permittivité relative qui sont dues à l'incertitude dans la détermination de l'épaisseur de l'éprouvette. Comme cet effet est (en première approximation) proportionnel à ($\varepsilon_r - 1$), on améliore la précision principalement quand il s'agit de permittivités assez faibles. Cette méthode est aussi préférable dans le cas des matériaux à faibles pertes en raison de l'absence de résistances de contact incontrôlables.

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

APPENDIX A

RESONATORS

A1. **Re-entrant cavity**

A1.1 Re-entrant cavity resonators are used in the frequency range 100 MHz to 1 000 MHz. They are suitable for disk-shaped specimens of low permittivities ($\varepsilon_r \leq 10$).

A1.2 *Principle of operation*

Re-entrant cavities consist essentially of a fixed length of a coaxial transmission line short-circuited at both ends and loaded by a lumped variable capacitor near the lower end of the centre conductor (see Figure 2, page 33).

Note. — This capacitor is functionally equivalent to the micrometer capacitor of Clause 5 of IEC Publication 250, Recommended Methods for the Determination of the Permittivity and Dielectric Dissipation Factor of Electrical Insulating Materials at Power, Audio and Radio Frequencies Including Metre Wavelengths, which forms a resonance circuit in conjunction with the transmission line section in which it is contained.

The resonance frequency is determined by the length and the characteristic impedance of the line and by the effective capacitance of the micrometer capacitor.

A1.3 *Design*

Optimum performance is obtained with a ratio of outer to inner diameter $\frac{d_o}{d_i}$ of approximately 3.5 ($Z_0 \approx 75\ \Omega$).

To avoid excitation of waveguide modes, the mean circumference $\pi \left(\frac{d_o + d_i}{2}\right)$ shall be less than the shortest working wavelength.

$$\lambda_{min} > \pi \frac{(d_o + d_i)}{2} \tag{1}$$

For a given total length $(l_1 + l_2 + h)$, the resonant frequency ω_r of the empty resonator may be calculated approximately from:

$$\frac{4h}{\omega_r \varepsilon_0 \pi d_i^2} = 60 \ln \frac{d_o}{d_i} \cdot \left(\tan \frac{\omega_r l_1}{c} + \tan \frac{\omega_r l_2}{c}\right) \tag{2}$$

The true capacitance of the micrometer capacitor shall be determined through calibration by using specimens of known permittivity, e.g. fused quartz, 99.9% pure alumina, polytetrafluoroethylene, etc., having diameters d_s less than the diameter d_i of the centre conductor by at least twice the specimen thickness h_s. Unless swept-frequency measurements are made, the side micrometer by which the resonator can be detuned at least to the low-frequency half-power point shall be calibrated at various frequencies over the working frequency range of the resonator. To establish constant coupling to the resonator, coupling loops are inserted near the upper end. Sliding contacts with the movable centre conductor are avoided by means of metal bellows.

A1.4 *Test specimen*

The test specimen is a flat disk of diameter d_s

$$d_s \leq d_i - 2h_s$$

where d_i is the diameter of the centre conductor and h_s the thickness of the specimen. The specimen surfaces shall be flat and parallel to each other to within 0.05°.

Note. — There are two ways of testing the specimen:

a) Using an air-gap $(h_L - h_s)$ in the micrometer capacitor and without applying electrodes to the specimen. By this method, errors in the determination of the relative permittivity due to the uncertainty of the determination of the specimen's thickness are reduced. As this effect (to a first approximation) is proportional to $(\varepsilon_r - 1)$, accuracy is gained mainly when rather low permittivities are involved. This method is also to be preferred with low-loss materials because of the absence of uncontrollable contact resistances.

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

b) Il est recommandé de métalliser les surfaces planes en employant une technique normalisée pour les essais de permittivité des éprouvettes dont $\varepsilon_r > 5$. L'éprouvette est fixée entre les électrodes du condensateur micrométrique. Pour vérifier le facteur de dissipation des éprouvettes à faibles pertes, on applique la méthode *a)*.

A1.5 *Evaluation des résultats de mesure*

A1.5.1 Grandeurs à mesurer:

— Diamètre de l'éprouvette d_s.
— Epaisseur de l'éprouvette h_s.
— Fréquence de résonance f_L du résonateur chargé.
— Largeur de bande à demi-puissance δf_L [1] ou lecture r_L [2] du micromètre latéral respectivement du résonateur chargé donnant Q_L.
— Distance entre les électrodes du condensateur micrométrique h_L du résonateur chargé.
— Distance entre les électrodes du condensateur micrométrique h_u rétablissant la résonance à f_L quand l'éprouvette est retirée.
— Largeur de bande à demi-puissance δf_u [1] ou lecture r_u [2] du micromètre latéral respectivement, avec retrait de l'éprouvette, donnant Q_u.

A1.5.2 Données à relever sur le diagramme d'étalonnage:

— Capacité C_u à la distance h_u.
— Capacité C_{Lo} à la distance h_L.

Si nécessaire:

— Largeur de bande à demi-puissance δf_L à la fréquence f_L correspondant à la lecture du micromètre latéral r_L [1].
— Largeur de bande à demi-puissance δf_u à la fréquence $f_u = f_L$ correspondant à la lecture du micromètre latéral r_u [1].

A1.5.3 Calculs et résultats:

$$C_{so} = \frac{\pi \varepsilon_0 \, d_s^2}{4 h_s} \tag{3}$$

$$C_s = \varepsilon_r \, C_{so} \tag{3a}$$

a) Si les électrodes ne sont pas en contact avec l'éprouvette (distance dans l'air $h_L - h_s$):

$$C'_{so} = C_{so} \frac{h_s}{h_L} \tag{4}$$

$$\varepsilon_r = \frac{h_s}{h_L \left(\dfrac{C'_{so}}{C_u - C_{Lo} + C'_{so}} - 1 \right) + h_s} = \frac{h_s}{h_L \left(\dfrac{C_{Lo} - C_u}{C_u - C_{Lo} + C'_{so}} \right) + h_s} \tag{5}$$

$$\operatorname{tg} \delta = \left(1 + \varepsilon_r \frac{h_L - h_s}{h_s} \right) \cdot \frac{C_T}{C_s} \cdot \frac{\delta f_L - \delta f_u}{f_L} = \left(1 + \varepsilon_r \frac{h_L - h_s}{h_s} \right) \cdot \frac{C_T}{C_s} \cdot \frac{1}{Q_u} \cdot \left(\frac{Q_u}{Q_L} - 1 \right) \tag{6}$$

b) Si les électrodes sont en contact avec l'éprouvette:

$$\varepsilon_r = \frac{C_u - C_{Lo} + C_{so}}{C_{so}} \tag{7}$$

Note. — Si l'épaisseur a des électrodes appliquées à l'éprouvette est trop forte pour être négligée par rapport à l'épaisseur h_s de l'éprouvette, la capacité C_{so} de l'équation (7) doit être remplacée par C'_{so} de l'équation (4), où $h_L = h_s + 2a$

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{C_T}{C_s} \cdot \left(\frac{\delta f_L - \delta f_u}{f_L} \right) = \frac{C_T}{C_s} \cdot \frac{1}{Q_u} \cdot \left(\frac{Q_u}{Q_L} - 1 \right) \tag{8}$$

où C_T, capacité totale du système, peut être déduite expérimentalement de

$$\frac{f}{2} \cdot \frac{\Delta C_T}{\Delta f} = C_T \tag{9}$$

où f est la fréquence centrale de deux réglages à la résonance f_1 et f_2 correspondant aux deux capacités C_{u1} et C_{u2} qui peuvent être lues sur le diagramme d'étalonnage du résonateur.

---

[1] Avec la méthode de balayage de fréquence uniquement.
[2] Avec la méthode de la fréquence fixe uniquement.

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

b) Metallizing the flat surfaces by an adequate standardized technique is recommended when testing the permittivity of specimens having $\varepsilon_r > 5$. The specimen is clamped between the electrodes of the micrometer capacitor. When testing the dissipation factor of low-loss specimens, method *a)* shall be used.

A1.5 *Evaluation of measured data*

A1.5.1 Quantities to be measured:

— Diameter of specimen d_s.
— Thickness of specimen h_s.
— Resonant frequency f_L of the loaded resonator.
— Half-power bandwidth δf_L [1] or side-micrometer reading r_L [2] respectively, of the loaded resonator yielding Q_L.

— Distance between the electrodes of the micrometer capacitor h_L of the loaded resonator.
— Distance between the electrodes of the micrometer capacitor h_u restoring resonance at f_L with the specimen removed.
— Half-power bandwidth δf_u [1] or side-micrometer reading r_u [2] respectively, with the specimen removed, yielding Q_u.

A1.5.2 Data to be read from the calibration chart:

— Capacitance C_u at spacing h_u.
— Capacitance C_{Lo} at spacing h_L.

If required:
— Half-power bandwidth δf_L at frequency f_L corresponding to the side-micrometer reading r_L [1].
— Half-power bandwidth δf_u at frequency $f_u = f_L$ corresponding to the side-micrometer reading r_u [1].

A1.5.3 Calculations and results:

$$C_{so} = \frac{\pi \varepsilon_0 d_s^2}{4 h_s} \tag{3}$$

$$C_s = \varepsilon_r C_{so} \tag{3a}$$

a) If the electrodes do not contact the specimen (air-gap $h_L - h_s$):

$$C'_{so} = C_{so} \frac{h_s}{h_L} \tag{4}$$

$$\varepsilon_r = \frac{h_s}{h_L \left(\frac{C'_{so}}{C_u - C_{Lo} + C'_{so}} - 1 \right) + h_s} = \frac{h_s}{h_L \left(\frac{C_{Lo} - C_u}{C_u - C_{Lo} + C'_{so}} \right) + h_s} \tag{5}$$

$$\tan \delta = \left(1 + \varepsilon_r \frac{h_L - h_s}{h_s} \right) \cdot \frac{C_T}{C_s} \cdot \frac{\delta f_L - \delta f_u}{f_L} = \left(1 + \varepsilon_r \frac{h_L - h_s}{h_s} \right) \cdot \frac{C_T}{C_s} \cdot \frac{1}{Q_u} \cdot \left(\frac{Q_u}{Q_L} - 1 \right) \tag{6}$$

b) If the electrodes are in contact with the specimen:

$$\varepsilon_r = \frac{C_u - C_{Lo} + C_{so}}{C_{so}} \tag{7}$$

Note. — If the thickness a of the electrodes applied to the specimen is too large to be ignored compared with the thickness h_s of the specimen, the capacity C_{so} of equation (7) shall be replaced by C'_{so} of equation (4), where $h_L = h_s + 2a$

$$\tan \delta = \frac{C_T}{C_s} \cdot \left(\frac{\delta f_L - \delta f_u}{f_L} \right) = \frac{C_T}{C_s} \cdot \frac{1}{Q_u} \cdot \left(\frac{Q_u}{Q_L} - 1 \right) \tag{8}$$

where C_T, the total capacity of the system, can be deduced experimentally from

$$\frac{f}{2} \cdot \frac{\Delta C_T}{\Delta f} = C_T \tag{9}$$

where f is the centre frequency of two resonance settings f_1 and f_2 corresponding to two capacities C_{u1} and C_{u2} which can be read from the calibration chart of the resonator.

---

1) With swept frequency procedure only.
2) With fixed frequency procedure only.

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

A2. **Résonateur coaxial**

A2.1 Les résonateurs coaxiaux s'emploient dans la gamme de fréquences de 1 GHz à environ 7 GHz. Ils conviennent aux éprouvettes tubulaires de permittivité quelconque qui s'ajustent étroitement sur la section de la ligne. On peut essayer les liquides, le résonateur servant de cellule de mesure et étant disposé verticalement à 0,05° près.

A2.2 *Principe de fonctionnement*

Les résonateurs coaxiaux consistent en une ligne de transmission coaxiale court-circuitée à une extrémité par le support de l'éprouvette et à l'autre extrémité par un court-circuit fixe ou un piston plongeur assurant un contact mobile (voir la figure 3, page 33). Dans le premier cas, la fréquence doit être accordée pour la résonance; la fréquence de mesure dépend, évidemment, des dimensions du résonateur et de l'éprouvette et de sa permittivité tandis que dans le second cas le résonateur peut être accordé sur la fréquence de mesure désirée. L'évaluation des résultats de mesure est semblable à celle des méthodes de ligne de transmission (voir la Publication 377-3 de la CEI [à l'étude]).

A2.3 *Données d'établissement*

Il existe dans le commerce des résonateurs coaxiaux avec des impédances caractéristiques et des diamètres de conducteur extérieur normalisés (connus sous le nom de « tronçon de ligne non fendue »). Leur limite inférieure de fréquence est imposée par la flèche résultante du conducteur central tandis que la limite supérieure de fréquence est déterminée avant tout par la fréquence critique du mode TE_{11}

$$\lambda_{min} = \pi \frac{d_o + d_i}{2} \sqrt{\varepsilon_r}$$

ce qui limite le diamètre du conducteur extérieur utilisable d_o pour une permittivité relative donnée ε_r de l'éprouvette. D'autres limites influençant la précision de la méthode sont les tolérances mécaniques avec lesquelles on peut ajuster l'éprouvette sur le résonateur et la reproductibilité du réglage du piston plongeur dans un résonateur accordable.

A2.4 *Eprouvette*

L'éprouvette doit être usinée pour s'adapter à la section du résonateur avec des tolérances étroites ($\pm$ 0,005 mm). Les faces avant et arrière de l'éprouvette doivent être coupées perpendiculairement à son axe à 0,05° près. On obtient les meilleurs résultats avec des éprouvettes dont la longueur est un multiple entier de la demi-longueur d'onde.

Il est recommandé de métalliser les surfaces de contact par une technique normalisée.

A2.5 *Evaluation des résultats de mesure*

A2.5.1 Grandeurs à mesurer:

Longueur de l'éprouvette l_s.

a) Résonateur accordable:

— Fréquence de résonance f_r ou longueur d'onde dans le guide λ_{gr} respectivement.
— Réglage à la résonance du résonateur chargé l_L.
— Largeur de bande à demi-puissance du résonateur chargé δl_L.
— Réglage à la résonance du résonateur vide l_u.
— Largeur de bande à demi-puissance du résonateur vide δl_u.

b) Résonateur fixe:

— Longueur du résonateur l_r.
— Fréquence de résonance du résonateur chargé f_L.
— Largeur de bande à demi-puissance du résonateur chargé δf_L.
— Fréquence de résonance du résonateur vide f_u.
— Largeur de bande à demi-puissance du résonateur vide δf_u.

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

A2. **Coaxial resonator**

A2.1 Coaxial resonators are used in the frequency range from 1 GHz to about 7 GHz. They are suitable for tube-shaped specimens of arbitrary permittivity which fit tightly in the line cross-section. Liquids can be tested with the resonator serving as the test cell set vertically to within 0.05°.

A2.2 *Principle of operation*

Coaxial resonators consist of a coaxial transmission line short-circuited at one end by the sample holder and at the other end either by a fixed short circuit or by a movable contacting plunger (see Figure 3, page 33). In the first case, the frequency shall be tuned for resonance; evidently, the test frequency is dependent on the dimensions of the resonator and the specimen and its permittivity, whereas in the second case the resonator may be tuned to the desired test frequency. Evaluation of measured data is similar to the transmission line methods (see IEC Publication 377-3 [under consideration]).

A2.3 *Design*

Coaxial resonators with standardized characteristic impedances and outer conductor diameters are available commercially (so-called "unslotted line section"). Their low-frequency limit is imposed by the resulting sag of the centre conductor, whereas the upper frequency limit is primarily determined by the cut-off frequency of the TE_{11}-mode

$$\lambda_{min} = \pi \frac{d_o + d_i}{2} \sqrt{\varepsilon_r}$$

thus limiting the usable outer conductor diameter d_o at a given relative permittivity ε_r of the specimen. Other limits affecting the accuracy of the method are the mechanical tolerances with which the specimen can be made to fit the resonator and the reproducibility of the setting of the sliding plunger in a tunable resonator.

A2.4 *Test specimen*

The test specimen shall be machined to fit the cross-section of the resonator within close tolerances ($\pm$ 0.005 mm). The front and back faces of the specimen shall be cut perpendicular to its axis to within 0.05°. Best results are obtained using specimens whose lengths are integral multiples of one-half wavelength.

Metallizing the contacting surfaces by an adequate standardized technique is recommended.

A2.5 *Evaluation of measured data*

A2.5.1 Quantities to be measured:

Length of specimen l_s.

a) Tunable resonator:

— Resonant frequency f_r or guide-wavelength λ_{gr}, respectively.
— Resonant setting of loaded resonator l_L.
— Half-power bandwidth of loaded resonator δl_L.
— Resonant setting of empty resonator l_u.
— Half-power bandwidth of empty resonator δl_u.

b) Fixed resonator:

— Length of resonator l_r.
— Resonant frequency of loaded resonator f_L.
— Half-power bandwidth of loaded resonator δf_L.
— Resonant frequency of empty resonator f_u.
— Half-power bandwidth of empty resonator δf_u.

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

A2.5.2 Calculs et résultats

$$m_{L,u} = \frac{\sin \pi/Q_{L,u}}{\sqrt{1 + \sin^2 \pi/Q_{L,u}}} \tag{10}$$

où les indices L et u se rapportent respectivement au résonateur chargé et non chargé. Si $\pi/Q_{L,u} \leqslant 0{,}1$

$$m_{L,u} = \pi/Q_{L,u} \tag{10a}$$

En première approximation et avec des facteurs de dissipation $\operatorname{tg} \delta \geqslant 10^{-3}$, le coefficient d'adaptation résultant à employer dans les équations qui suivent est donné par:

$$m = m_L - m_u \tag{11}$$

On a alors:

$$\frac{1}{\beta l_s} \cdot \frac{(1 - m^2) \operatorname{tg} \beta \Delta l - jm (1 + \operatorname{tg}^2 \beta \Delta l)}{1 + m^2 \operatorname{tg}^2 \beta \Delta l} = \frac{\operatorname{th} \gamma_s l_s}{\gamma_s l_s} = \frac{\operatorname{th} \underline{z}}{\underline{z}} \tag{12}$$

où $\gamma_s = \alpha_s + j\beta_s$

et

a) Δl est la variation de longueur nécessaire pour rétablir la résonance après retrait de l'éprouvette à la fréquence fixe d'essai f_r;

b) $\Delta l = l_s - l_r = l_s \frac{n\lambda_u}{2}$ et $\beta = \frac{2\pi}{\lambda_L}$, n étant un nombre entier et λ_u et λ_L les longueurs d'onde qui mettent en résonance le résonateur vide et chargé respectivement.

Pour $m \leqslant 0{,}1$, l'équation (12) peut être partagée en parties réelles et imaginaires, ce qui donne:

$$\frac{1}{\beta l_s} \operatorname{tg} \beta \Delta l = \frac{\operatorname{tg} \beta_s l_s}{\beta_s l_s} = \frac{\operatorname{tg} x}{x} \tag{13}$$

et:

$$\alpha_s = \frac{1}{l_s} \cdot \frac{m (1 + \operatorname{tg}^2 \beta \Delta l)}{1 + x \left(\frac{\operatorname{tg} x}{x}\right)^2 - \frac{\operatorname{tg} x}{x}} \tag{14}$$

d'où:

$$\varepsilon'_r = \left(\frac{\lambda_L x}{2\pi l_s}\right)^2 = \left(\frac{\lambda_L \beta_s}{2\pi}\right)^2 \tag{15}$$

$$\varepsilon''_r = \frac{2\alpha_s x}{l_s} \left(\frac{\lambda_L}{2\pi}\right)^2 = 2\alpha_s \beta_s \left(\frac{\lambda_L}{2\pi}\right)^2 \tag{16}$$

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{\varepsilon''_r}{\varepsilon'_r} = \frac{2\alpha_s}{\beta_s} = \frac{2m \left[1 + (\beta l_s)^2 \left(\frac{\operatorname{tg} x}{x}\right)^2\right]}{x \left[1 + x \left(\frac{\operatorname{tg} x}{x}\right)^2 - \frac{\operatorname{tg} x}{x}\right]} \tag{17}$$

Pour toute valeur particulière des fonctions $\frac{\operatorname{th} \underline{z}}{\underline{z}}$ et $\frac{\operatorname{tg} \underline{x}}{\underline{x}}$ qui figurent en tableaux dans d'autres publications, il existe une infinité de valeurs de $\underline{z}$ et $\underline{x}$ respectivement parmi lesquelles on doit choisir la bonne. Le choix est facilité si on connaît une valeur approchée de la permittivité.

A3. **Cavités résonnantes**

A3.1 Les cavités résonnantes s'emploient dans la gamme de fréquences de 1 GHz à environ 30 GHz. Elles conviennent aux essais des éprouvettes solides en forme de disque ou de tige ainsi qu'aux éprouvettes liquides à condition d'employer un mode approprié permettant de résoudre les équations de Maxwell avec une approximation suffisante et que ce mode persiste après le retrait de l'éprouvette. Des erreurs peuvent résulter du changement de mode ou de l'existence d'une dégénérescence; en conséquence, dans l'établissement des résonateurs à cavité, une étude approfondie de la configuration du champ résultant et une construction rationnelle des organes de couplage présentent une grande importance. Il est recommandé de se reporter à un diagramme de mode (voir la figure 4, page 34).

Notes 1. — On peut utiliser des pièges de mode pour éliminer ou désaccorder les modes indésirables.

2. — TM_{010} résonateurs sont mieux appropriés aux mesures dans la gamme de fréquences 1 GHz à 10 GHz, TE_{01} résonateurs sont préférables aux fréquences supérieures à 10 GHz.

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

A2.5.2 Calculations and results

$$m_{L,u} = \frac{\sin \pi/Q_{L,u}}{\sqrt{1 + \sin^2 \pi/Q_{L,u}}} \tag{10}$$

where the indices L and u refer to the loaded and unloaded resonator, respectively. If $\pi/Q_{L,u} \leqslant 0.1$

$$m_{L,u} = \pi/Q_{L,u} \tag{10a}$$

To a first approximation and with dissipation factors $\tan \delta \geqslant 10^{-3}$, the resulting matching coefficient to be used in the subsequent equations is given by:

$$m = m_L - m_u \tag{11}$$

Then:

$$\frac{1}{\beta l_s} \cdot \frac{(1 - m^2) \tan \beta \Delta l - jm (1 + \tan^2 \beta \Delta l)}{1 + m^2 \tan^2 \beta \Delta l} = \frac{\tanh \gamma_s l_s}{\gamma_s l_s} = \frac{\tanh \underline{z}}{\underline{z}} \tag{12}$$

where $\gamma_s = \alpha_s + j\beta_s$

and

a) Δl is the length variation required to restore resonance after removal of the specimen at the fixed test frequency f_r;

b) $\Delta l = l_s - l_r = l_s \frac{n\lambda_u}{2}$ and $\beta = \frac{2\pi}{\lambda_L}$, n being an integer, λ_u and λ_L the wavelengths to resonate the empty and the loaded resonator, respectively.

For $m \leqslant 0.1$, equation (12) can be split into real and imaginary parts yielding:

$$\frac{1}{\beta l_s} \tan \beta \Delta l = \frac{\tan \beta_s l_s}{\beta_s l_s} = \frac{\tan x}{x} \tag{13}$$

and:

$$\alpha_s = \frac{1}{l_s} \cdot \frac{m (1 + \tan^2 \beta \Delta l)}{1 + x \left(\frac{\tan x}{x}\right)^2 - \frac{\tan x}{x}} \tag{14}$$

hence:

$$\varepsilon_r' = \left(\frac{\lambda_L x}{2\pi l_s}\right)^2 = \left(\frac{\lambda_L \beta_s}{2\pi}\right)^2 \tag{15}$$

$$\varepsilon_r'' = \frac{2\alpha_s x}{l_s} \left(\frac{\lambda_L}{2\pi}\right)^2 = 2\alpha_s \beta_s \left(\frac{\lambda_L}{2\pi}\right)^2 \tag{16}$$

$$\tan \delta = \frac{\varepsilon_r''}{\varepsilon_r'} = \frac{2\alpha_s}{\beta_s} = \frac{2m \left[1 + (\beta l_s)^2 \left(\frac{\tan x}{x}\right)^2\right]}{x \left[1 + x \left(\frac{\tan x}{x}\right)^2 - \frac{\tan x}{x}\right]} \tag{17}$$

For any particular value of the functions $\frac{\tanh \underline{z}}{\underline{z}}$ and $\frac{\tan \underline{x}}{\underline{x}}$ which are tabulated elsewhere, there are an infinite number of values $\underline{z}$ and $\underline{x}$ respectively from which the right one shall be selected. The choice is facilitated if an approximate value of the relative permittivity is known.

A3. **Resonant cavities**

A3.1 Resonant cavities are used in the frequency range from 1 GHz to about 30 GHz. They are suitable for testing disk- or rod-shaped solid specimens as well as liquid specimens, provided that an appropriate mode is employed for which the Maxwell equations can be solved with sufficient accuracy and that this mode persists after removal of the specimen. Errors may arise from mode conversion or existing degeneracy; hence, in the design of cavity resonators, careful examination of the resulting field configuration and deliberate construction of the coupling elements are of great importance. Reference to a mode chart (see Figure 4, page 34) is recommended.

Notes 1. — Mode traps can be used to cut-off or to detune unwanted modes.

2. — TM_{010} resonators are best suited for measurements in the 1 GHz to 10 GHz frequency range, while above 10 GHz TE_{01} resonators are preferable.

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

A3.2 *Principe de fonctionnement*

Deux modes de fonctionnement sont réalisables:

a) Avec une éprouvette en forme de disque (voir la figure 5*a*, page 35) qui remplit la section du résonateur sur une partie de sa longueur, la longueur d'onde n'est modifiée que dans la partie de l'éprouvette en raison du changement de la permittivité. En principe, ce mode de fonctionnement ne diffère pas de celui qui a été étudié pour les résonateurs coaxiaux aux paragraphes A2.2, A2.4 et A2.5.1 et il convient de se reporter à ces paragraphes.

Note. — Le problème de l'ajustage est très simplifié si l'on emploie un mode TE_{0n}.

b) Avec une éprouvette en forme de tige (voir la figure 5*b*, page 35) dont le diamètre d_s est inférieur au diamètre d_o de la cavité, mais qui occupe toute la longueur du résonateur, la longueur d'onde λ_g dans le guide est modifiée en fonction de la configuration du champ électrique existante, du facteur de remplissage de l'éprouvette et de sa permittivité. Cette dernière est obtenue par la résolution des équations de Maxwell pour cet espace non homogène. En général, ces cavités ont une longueur fixe.

Notes 1. — Si le diamètre de l'éprouvette représente une fraction importante de la demi-longueur d'onde radiale, il est recommandé d'employer des modes TE_{0n} qui sont relativement insensibles à la précision d'adaptation de l'éprouvette à la longueur du résonateur.
Attention: Pour éviter les erreurs dues à l'établissement des modes d'ordre supérieur à l'intérieur de l'éprouvette, on doit choisir son diamètre de façon à éliminer tout mode de propagation à l'intérieur de l'éprouvette à la fréquence de mesure.

2. — Les éprouvettes dont le diamètre est petit par rapport à la demi-longueur d'onde radiale peuvent être introduites dans la cavité par des petits trous au centre des faces avant de la cavité, ce qui élimine tout ajustement de la longueur de l'éprouvette. Dans ce cas, on doit employer des modes TM_{0n}.

A3.3 *Données d'établissement*

Pour les essais de matériaux, seuls les modes (voir la figure 6, page 36) ayant une symétrie axiale, c'est-à-dire les modes TE_{0n1} et TM_{0n1}, présentent de l'intérêt. Le mode particulier et les dimensions de la cavité sont choisis avant tout en fonction des performances optimales (voir la figure 6 et la figure 7, page 37) ainsi que de la forme du matériau en essai, de sa quantité et de ses propriétés. On tient compte en outre de ce qui suit :

— *a)* Les modes TE sont préférables dans le cas des cavités accordables car ils éliminent la nécessité d'avoir des pistons plongeurs, ce qui augmente le facteur de qualité réalisable et la reproductibilité du réglage. Ils permettent de plus l'emploi d'ouvertures circulaires pour introduire le spécimen concentriquement à l'axe du résonateur, ce qui n'altère pas les performances électriques puisque les lignes de courant sont uniquement circonférentielles.

Notes 1. — Le mode TE_{01} a cette propriété remarquable que l'affaiblissement décroît avec la fréquence, ce qui le rend particulièrement utile aux fréquences élevées.

2. — Pour éliminer le mode TM_{11}, mode dégénéré dans le cas du mode TE_{01} et susceptible de réduire le facteur non chargé Q_u, on peut isoler de la cavité, pour le courant continu, une plaque supérieure individuelle de la cavité.

— *b)* Les modes TM_{0n} peuvent tout juste être établis dans des résonateurs très plats fournissant des performances extrêmes. Il suffit ainsi d'une quantité relativement faible du matériau en essai. Ces modes ont toutefois un sérieux inconvénient, les résultats dépendant étroitement de l'efficacité du contact entre l'éprouvette et la cavité. En conséquence, l'emploi de ces modes est limité aux types TM_{0n0}.

Notes 1. — Pour éviter de réduire les performances des cavités TM, on doit faire coïncider les bords des ouvertures avec les lignes nodales du courant ou du champ magnétique (à moins d'employer des éprouvettes de très faible épaisseur).

2. — On peut employer des cavités TM pour déterminer les propriétés diélectriques des matériaux magnétiques sans champ de polarisation extérieur si le diamètre de l'éprouvette est suffisamment petit.

A3.4 *Eprouvette*

L'éprouvette doit convenir à la méthode appliquée (voir le paragraphe A3.2). La métallisation n'est nécessaire que sur les surfaces de contact qui sont traversées par les lignes de champ électrique, c'est-à-dire dans le cas des modes TM. On peut essayer les liquides par la méthode *a* en disposant le résonateur verticalement à 0,05° près ou par la méthode *b* en utilisant comme cellule de mesure un tube à parois minces de faible facteur de dissipation. On peut tenir compte de la présence de la cellule de mesure en procédant à des essais répétés avec des tubes de même diamètre mais d'épaisseurs de parois différentes et en extrapolant pour une épaisseur nulle.

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

A3.2 *Principle of operation*

Two modes of operation are feasible:

a) With a disk-shaped specimen (see Figure 5*a*, page 35) filling the resonator's cross-section for part of its length, the wavelength is altered only in the specimen portion due to the permittivity change. In principle, this mode of operation does not differ from that discussed for coaxial resonators in Sub-clauses A2.2, A2.4 and A2.5.1 and reference should be made to these sub-clauses.

Note. — The fitting problem is greatly reduced if a TE_{0n}-mode is used.

b) With a rod-shaped specimen (see Figure 5*b*, page 35) of diameter d_s which is less than that of the cavity d_o but occupies the entire length of the resonator, the guide wavelength λ_g is altered depending on the existing electric field configuration, the filling factor of the specimen and its permittivity. The specimen permittivity is thus obtained from solving the Maxwell equations for that non-homogeneous space. In general, these cavities are of fixed length.

Notes 1. — If the specimen diameter takes a considerable part of one-half the radial wavelength, the use of TE_{0n}-modes is recommended as these modes are relatively insensitive to the precision of matching the specimen to the resonator length.

Warning: To avoid errors due to higher order modes set up within the specimen, the specimen diameter shall be chosen so as to cut-off any propagating mode within it at the test frequency.

2. — Specimens having a diameter small compared with one-half the radial wavelength can be passed through the cavity via small holes in the centre of the front faces of the cavity, thus eliminating any trimming of the specimen length. In this case, TM_{0n}-modes shall be used.

A3.3 *Design*

For purposes of material testing, only modes (see Figure 6, page 36) having axial symmetry are of interest, i.e. TE_{0n1}- and TM_{0n1}-modes. The particular mode and the dimensions of the cavity are chosen primarily with respect to optimal performance (see Figure 6 and Figure 7, page 37) and test material shape, quantity and properties. Other considerations are:

— *a)* TE-modes are preferable with tunable cavities because they eliminate the need for contacting plungers, thus raising the obtainable quality-factor and the reproducibility of the setting. Furthermore, they allow the use of circular openings to insert the specimen, concentric with the resonator axis, which do not degrade the electrical performance since the lines of current are circumferential only.

Notes 1. — The TE_{01}-mode has the outstanding feature that attenuation decreases with frequency, thus being especially useful at higher frequencies.

2. — To suppress the unwanted TM_{11}-mode, which is degenerate with the TE_{01}-mode and which may lower the unloaded Q_u, a single top plate of the cavity may be d.c. isolated from the cavity.

— *b)* TM_{0n}-modes can only just be set up in very flat resonators yielding extreme performance. Thus, only a relatively small quantity of test material is required. A serious drawback of these modes is, however, the strong dependence of the results on the effectiveness of the contact between the specimen and the cavity. Therefore, use of these modes is restricted to the TM_{0n0}-types.

Notes 1. — To avoid degrading the performance of TM-cavities, the rims of openings shall coincide with node lines of the current or of the magnetic field (unless very thin specimens are used).

2. — TM-cavities can be used to determine the dielectric properties of magnetic materials without an external bias field if the diameter of the specimen is sufficiently small.

A3.4 *Test specimen*

The test specimen shall suit the method employed (see Sub-clause A3.2). Metallizing is required only at contacting surfaces which are traversed by lines of electric field, i.e. with TM-modes. Liquids can be tested according to method *a* by setting the resonator vertical to within 0.05°, or according to method *b* by using a thin-walled tube of low-dissipation factor for the test cell. The presence of the test cell can be accounted for by repeated tests using tubes of equal diameters but of different wall thicknesses and extrapolating for zero thickness.

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

A3.5 *Evaluation des résultats de mesure*

A3.5.1 Grandeurs à mesurer

Méthode a — Eprouvettes en forme de disque remplissant la section du résonateur: en plus des grandeurs énumérées au paragraphe A2.5.1, le diamètre d_o de la cavité doit être mesuré.

Méthode b — Eprouvettes en forme de tige: en plus des grandeurs énumérées au paragraphe A2.5.1*b)*, les diamètres d_o de la cavité et d_s de l'éprouvette doivent être mesurés.

A3.5.2 Calculs et résultats

Note. — Les calculs ci-après ne sont valables que pour les éprouvettes à faibles pertes.

a) Eprouvettes en forme de disque, modes TE.

On peut employer les équations (10) à (14) du paragraphe A2.5.2 si l'on introduit la longueur d'onde apparente dans le guide λ_g. Si la fréquence f est mesurée, la longueur d'onde dans le guide du résonateur vide est:

$$\lambda_g = \frac{c}{f} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_c}\right)^2}} \tag{18}$$

où f_c est la fréquence critique du mode employé. f_c est une fonction du diamètre de la cavité d_o et est reliée à la longueur d'onde critique λ_c par:

$$f_c = \frac{c}{\lambda_c}$$

Les équations (15) et (16) doivent être remplacées par:

$$\varepsilon'_r = \left(\frac{\lambda_{0L}\, x}{2\pi\, l_s}\right)^2 + \left(\frac{\lambda_{0L}}{\lambda_c}\right)^2 \tag{19}$$

$$\varepsilon''_r = \frac{2\alpha x}{l_s}\left(\frac{\lambda_{0L}}{2\pi}\right)^2 \tag{20}$$

où λ_{0L} est la longueur d'onde dans l'espace libre à la fréquence de résonance f_L. Le facteur de dissipation tg δ se calcule par:

$$\operatorname{tg}\delta = \frac{\varepsilon''_r}{\varepsilon'_r}$$

Pour les éprouvettes à très faibles pertes (tg $\delta \leq 10^{-3}$), on emploie un autre mode d'évaluation du facteur de dissipation qui tient compte des pertes réparties de la cavité et du changement de la configuration du champ après insertion de l'éprouvette.

Mode TE_{01n}:

$$\operatorname{tg}\delta = \frac{1}{\varepsilon_s} \cdot \frac{l_u}{l_s} \cdot \frac{1}{Q_u} \cdot \frac{\left(\frac{x}{\beta l_s}\right)^2 + \operatorname{tg}^2 x}{1 + \operatorname{tg}^2 x - \frac{\operatorname{tg} x}{x}} \cdot \left(\frac{Q_u}{Q_L} - \eta\right) \tag{17a}$$

où:

$$\eta = \frac{\frac{\left(\frac{x}{\beta l_s}\right)^2 (1 + \operatorname{tg}^2 x)}{1 + \left(\frac{x}{\beta l_s}\right)^2 + \operatorname{tg}^2 x} + \frac{2 l_L}{d_o} \cdot \left(\frac{\lambda_L}{\lambda_c}\right)^2}{2 + \frac{2 l_u}{d_o} \cdot \left(\frac{\lambda_L}{\lambda_c}\right)^2}$$

b) Eprouvettes en forme de tige, mode TM_{010}.

Notes 1. — Les équations suivantes sont valables pour des éprouvettes de diamètre $d_s < 0{,}255 \frac{\lambda_{0L}}{\sqrt{\varepsilon_r}}$ donnant une erreur relative de permittivité relative de $\frac{\Delta\varepsilon_r}{\varepsilon_r} \leq 1\%$ et de facteur de dissipation de $\frac{\Delta \operatorname{tg}\delta}{\operatorname{tg}\delta} \approx 10\%$.

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

A3.5 *Evaluation of measured data*

A3.5.1 Quantities to be measured

Method a — Disk-shaped specimens filling the cross-section of the resonator: in addition to the quantities enumerated in Sub-clause A2.5.1, the diameter d_o of the cavity is required.

Method b — Rod-shaped specimens: in addition to the quantities enumerated in Sub-clause A2.5.1*b)*, the diameters d_o of the cavity and d_s of the specimen are required.

A3.5.2 Calculations and results

Note. — The subsequent calculations are valid only for low-loss specimens.

a) Disk-shaped specimens, TE-modes.

Equations (10) to (14) of Sub-clause A2.5.2 can be used if the apparent guide wavelength λ_g is inserted. If the frequency f is measured, the guide wavelength of the empty resonator is:

$$\lambda_g = \frac{c}{f} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_c}\right)^2}} \tag{18}$$

where f_c is the cut-off frequency of the mode employed. f_c is a function of the cavity diameter d_o and is related to the cut-off wavelength λ_c by:

$$f_c = \frac{c}{\lambda_c}$$

Equations (15) and (16) shall be replaced by:

$$\varepsilon_r' = \left(\frac{\lambda_{0L}\, x}{2\pi\, l_s}\right)^2 + \left(\frac{\lambda_{0L}}{\lambda_c}\right)^2 \tag{19}$$

$$\varepsilon_r'' = \frac{2\alpha x}{l_s} \left(\frac{\lambda_{0L}}{2\pi}\right)^2 \tag{20}$$

where λ_{0L} is the free-space wavelength at the resonant frequency f_L. The dissipation factor $\tan\delta$ is calculated from:

$$\tan\delta = \frac{\varepsilon_r''}{\varepsilon_r'}$$

For very low-loss specimens ($\tan\delta \leq 10^{-3}$), an alternate evaluation of the dissipation factor is to be used, which takes account of the distributed losses of the cavity and the changed field configuration after insertion of the specimen.

TE_{01n}-mode:

$$\tan\delta = \frac{1}{\varepsilon_r} \cdot \frac{l_u}{l_s} \cdot \frac{1}{Q_u} \cdot \frac{\left(\frac{x}{\beta l_s}\right)^2 + \tan^2 x}{1 + \tan^2 x - \frac{\tan x}{x}} \cdot \left(\frac{Q_u}{Q_L} - \eta\right) \tag{17a}$$

where:

$$\eta = \frac{\frac{\left(\frac{x}{\beta l_s}\right)^2 (1 + \tan^2 x)}{1 + \left(\frac{x}{\beta l_s}\right)^2 + \tan^2 x} + \frac{2 l_L}{d_o} \cdot \left(\frac{\lambda_L}{\lambda_c}\right)^2}{2 + \frac{2 l_u}{d_o} \cdot \left(\frac{\lambda_L}{\lambda_c}\right)^2}$$

b) Rod-shaped specimens, TM_{010}-mode.

Notes 1. — The following equations are valid for specimens of diameter $d_s < 0.255 \frac{\lambda_{0L}}{\sqrt{\varepsilon_r}}$ giving a relative error in relative permittivity of $\frac{\Delta\varepsilon_r}{\varepsilon_r} \leq 1\%$ and in dissipation factor of $\frac{\Delta\tan\delta}{\tan\delta} \approx 10\%$.

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

$$\varepsilon_r = 1 + \frac{\dfrac{d_o}{d_s} \cdot \dfrac{J_0\left(\beta_0 \dfrac{d_o}{2}\right)}{J_1\left(\beta_0 \dfrac{d_s}{2}\right)}}{F\left[1 + \dfrac{\left(\beta_0 \dfrac{d_s}{2}\right)^2}{8}\right] + \dfrac{d_o}{d_s} \cdot \dfrac{\left(\beta_0 \dfrac{d_s}{2}\right)^2}{8} \cdot \dfrac{J_0\left(\beta_0 \dfrac{d_o}{2}\right)}{J_1\left(\beta_0 \dfrac{d_s}{2}\right)}} \tag{21}$$

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{\left(\dfrac{d_o}{d_s}\right)^2 + F^2 (\varepsilon_r - 1)}{\varepsilon_r F^2 \left[1 + \dfrac{J_1^2\left(\beta \dfrac{d_s}{2}\right)}{J_0^2\left(\beta \dfrac{d_s}{2}\right)}\right]} \cdot \left(\frac{1}{Q_L} - \frac{1}{Q'}\right) \tag{22}$$

où:

$$F = \frac{\pi}{2} \beta_0 \frac{d_o}{2} \left[Y_0\left(\beta_0 \frac{d_o}{2}\right) \cdot J_0\left(\beta_0 \frac{d_s}{2}\right) - Y_0\left(\beta_0 \frac{d_s}{2}\right) \cdot J_0\left(\beta_0 \frac{d_o}{2}\right)\right] \tag{23}$$

$$\beta_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0} \tag{24}$$

$$\beta = \frac{2\pi \sqrt{\varepsilon_r}}{\lambda_0} \tag{24a}$$

$$\frac{1}{Q'} = \frac{1}{Q_u} \sqrt{\frac{f_u}{f_L}} \cdot \frac{d_o}{d_o + 2l_0} \left[1 + \frac{\dfrac{2d_o\, l_0}{d_s^2}}{\left(\dfrac{d_o}{d_s}\right)^2 + F^2 (\varepsilon_r - 1)}\right] \tag{25}$$

et J_0, J_1 et Y_0 sont les fonctions de Bessel et de Neumann d'ordre zéro et du premier ordre respectivement.

2. — L'équation (25) tient compte des pertes de la cavité et des variations de la configuration du champ.

A4. **Résonateurs à « cavité ouverte »**

A4.1 Les résonateurs à cavité ouverte s'emploient aux fréquences supérieures à environ 3 GHz. Ils ne conviennent qu'aux éprouvettes solides à faible facteur de dissipation.

A4.2 *Principe de fonctionnement*

Une éprouvette en forme de disque ou de tige fait fonction de portion d'un guide d'ondes (diélectrique) qui est court-circuité aux deux extrémités par des plaques métalliques planes (voir la figure 8, page 38). On peut ainsi calculer la permittivité en fonction de la distance des courts-circuits (= longueur de l'éprouvette) et de la fréquence de résonance apparente.

En général, on emploie des modes TE_{0n1}. L'avantage des résonateurs à cavité ouverte sur les résonateurs à cavité traités à l'article A3 est que, à condition d'employer des plaques de court-circuit suffisamment grandes pour maintenir à une faible valeur les pertes par rayonnement, les valeurs de Q sont plus élevées du fait que les pertes de courant ne se manifestent que dans les plaques de court-circuit.

Note. — Le diamètre minimal d_o des plaques de court-circuit dépend principalement de la hauteur h_s de l'éprouvette et de l'indice 1 du mode utilisé. On constate qu'en général il suffit d'avoir $d_o \approx 7h_s$.

Par comparaison avec les méthodes 3*b* et 4, on obtient un facteur de remplissage plus élevé, ce qui se traduit par l'amélioration de la sensibilité.

La détermination du facteur non chargé Q_u réel pose des problèmes, car on ne peut l'obtenir que par calcul et avec l'excitation appropriée du mode désiré.

A4.3 *Données d'établissement*

Le dispositif à cavité ouverte comprend:

a) deux plaques de court-circuit dont les surfaces faisant face à l'éprouvette sont usinées bien lisses et dont le diamètre d_o est égal à environ sept fois la hauteur de l'éprouvette h_s;

b) l'éprouvette;

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

$$\varepsilon_r = 1 + \frac{\dfrac{d_o}{d_s} \cdot \dfrac{J_0\left(\beta_0 \dfrac{d_o}{2}\right)}{J_1\left(\beta_0 \dfrac{d_s}{2}\right)}}{F\left[1 + \dfrac{\left(\beta_0 \dfrac{d_s}{2}\right)^2}{8}\right] + \dfrac{d_o}{d_s} \cdot \dfrac{\left(\beta_0 \dfrac{d_s}{2}\right)^2}{8} \cdot \dfrac{J_0\left(\beta_0 \dfrac{d_o}{2}\right)}{J_1\left(\beta_0 \dfrac{d_s}{2}\right)}} \qquad (21)$$

$$\tan\delta = \frac{\left(\dfrac{d_o}{d_s}\right)^2 + F^2(\varepsilon_r - 1)}{\varepsilon_r F^2 \left[1 + \dfrac{J_1^2\left(\beta \dfrac{d_s}{2}\right)}{J_0^2\left(\beta \dfrac{d_s}{2}\right)}\right]} \cdot \left(\frac{1}{Q_L} - \frac{1}{Q'}\right) \qquad (22)$$

where:

$$F = \frac{\pi}{2} \beta_0 \frac{d_o}{2} \left[Y_0\left(\beta_0 \frac{d_o}{2}\right) \cdot J_0\left(\beta_0 \frac{d_s}{2}\right) - Y_0\left(\beta_0 \frac{d_s}{2}\right) \cdot J_0\left(\beta_0 \frac{d_o}{2}\right)\right] \qquad (23)$$

$$\beta_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0} \qquad (24)$$

$$\beta = \frac{2\pi \sqrt{\varepsilon_r}}{\lambda_0} \qquad (24a)$$

$$\frac{1}{Q'} = \frac{1}{Q_u} \sqrt{\frac{f_u}{f_L}} \cdot \frac{d_o}{d_o + 2l_0} \left[1 + \frac{\dfrac{2d_o\, l_0}{d_s^2}}{\left(\dfrac{d_o}{d_s}\right)^2 + F^2(\varepsilon_r - 1)}\right] \qquad (25)$$

and J_0, J_1 and Y_0 are the Bessel and Neumann functions respectively of zero and first order.

2. — The losses of the cavity and the variation of the field configuration are taken into account by equation (25).

A4. "Open cavity" resonators

A4.1 Open cavity resonators are used at frequencies above about 3 GHz. They are suitable only for solid specimens of low-dissipation factor.

A4.2 *Principle of operation*

A rod- or disk-shaped specimen serves as a section of a (dielectric) waveguide which is short-circuited at both ends by plane metal plates (see Figure 8, page 38). The permittivity can thus be calculated in terms of the distance of the short circuits (= length of specimen) and the apparent resonant frequency.

In general, TE_{0n1}-modes are used. The advantage of open cavity resonators over the cavity resonators described in Clause A3 is that, provided sufficiently large shorting plates are used to keep down radiation losses, higher Q-values result as current losses appear only in the shorting plates.

Note. — The minimum diameter d_o of the shorting plates depends predominantly on the height h_s of the specimen and on the index 1 of the mode employed. In general, $d_o \approx 7h_s$ is found to be sufficient.

Compared with methods 3*b* and 4, a higher filling factor is achieved resulting in an improved sensitivity.

There are problems in determining the true unloaded Q_u, which can only be calculated and in the proper excitation of the desired mode.

A4.3 *Design*

The open cavity arrangement consists of:

a) two shorting plates having smooth machined surfaces facing the specimen and a diameter d_o equalling approximately seven times the specimen height h_s;

b) the specimen;

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

c) deux organes de couplage qui assurent le mode de fonctionnement désiré et permettent de régler le couplage avec l'éprouvette;

d) une monture pour l'assemblage et la fixation des parties.

A4.4 *Eprouvette*

L'éprouvette est un cylindre de section circulaire, dont la hauteur est inférieure à la moitié de la longueur d'onde de résonance dans l'air prévue. Les surfaces planes doivent être planes et parallèles à 0,05° près.

A4.5 *Evaluation des résultats de mesure*

A4.5.1 Grandeurs à mesurer

— Diamètre d_s et hauteur h_s de l'éprouvette.

— Fréquence de résonance f_L ou longueur d'onde de résonance λ_{0L} dans l'espace libre respectivement.

— Valeur de Q_L chargé.

Note. — Le couplage avec le résonateur doit être ajusté de façon à ne pas influencer la fréquence de résonance si l'on retire ensuite la sonde. Des distances entre la sonde et l'échantillon de l'ordre de d_s se sont montrées satisfaisantes.

A4.5.2 Evaluation et résultats

La permittivité relative ε'_r s'obtient par l'équation:

$$\alpha \frac{J_0(\alpha)}{J_1(\alpha)} = -\beta \frac{K_0(\beta)}{K_1(\beta)} \tag{26}$$

où:

$$\alpha = \frac{\pi d_s}{\lambda_{0L}} \left[\varepsilon_r - \left(\frac{l \cdot \lambda_{0L}}{2h_s}\right)^2\right]^{1/2} \tag{27}$$

$$\beta = \frac{\pi d_s}{\lambda_{0L}} \left[\left(\frac{l \cdot \lambda_{0L}}{2h_s}\right) - 1\right]^{1/2} \tag{27a}$$

$l = 1, 2, 3\ldots$ (multiples des demi-longueurs d'onde le long de l'axe du résonateur) et J_0, J_1, K_0, K_1 sont les fonctions de Bessel d'ordre zéro et du premier ordre de la première et de la seconde espèce respectivement.

L'équation (26) peut être résolue graphiquement : pour une valeur calculée de β_1 qui est déterminée par les valeurs mesurées d_s, h_s, λ_{0L} et un l admis par hypothèse, le graphique donne différentes valeurs de α_n. On doit choisir la valeur particulière qui donne une valeur raisonnable de ε_r:

$$\varepsilon_r = \left(\frac{\alpha \lambda_{0L}}{\pi d_s}\right)^2 + \left(\frac{l \lambda_{0L}}{2h_s}\right)^2 \tag{28}$$

On calcule alors le facteur de dissipation par:

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{A}{Q_L} - B \tag{29}$$

où:

$$A = 1 + \frac{J_1^2(\alpha_n)}{\varepsilon_r K_1(\beta_1)} \left[\frac{K_0(\beta_1) \cdot K_2(\beta_1) - K_1^2(\beta_1)}{J_1^2(\alpha_n) - J_0(\alpha_n) \cdot H_2(\alpha_n)}\right] \tag{30}$$

et:

$$B = \frac{l^2 R_s}{2\pi f_L^3 \mu_0^2 \varepsilon_r \varepsilon_0 h_s^3} \left\{1 + \frac{J_1^2(\alpha_n)}{K_1^2(\beta_1)} \left[\frac{K_0(\beta_1) \cdot K_2(\beta_1) - K_1^2(\beta_1)}{J_1^2(\alpha_n) - J_0(\alpha_n) \cdot J_2(\alpha_n)}\right]\right\} \tag{31}$$

$$R_s = \sqrt{\frac{\pi f_L \mu_0}{\sigma}}$$

σ = conductivité des plaques de court-circuit.

A5. **Résonateurs optiques**

A5.1 Les résonateurs optiques s'emploient à des fréquences supérieures à environ 30 GHz. Ils conviennent à la détermination des propriétés diélectriques des matériaux diélectriques solides et liquides.

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

c) two coupling elements providing the desired mode of operation and allowing adjustment of the coupling to the specimen;

d) a mount for assembly and clamping of the parts.

A4.4 *Test specimen*

The test specimen is a cylinder of circular cross-section, its height being less than one-half the intended resonant wavelength in air. The flat surfaces shall be flat and parallel to within 0.05°.

A4.5 *Evaluation of measured data*

A4.5.1 Quantities to be measured

— Specimen diameter d_s and height h_s.

— Resonant frequency f_L or free-space resonant wavelength λ_{0L} respectively.

— Loaded Q_L-value.

Note. — The coupling to the resonator shall be adjusted so as not to affect the resonance frequency if the probe is later withdrawn. Probe-to-sample spacings of the order of d_s have been found to work satisfactorily.

A4.5.2 Evaluation and results

The relative permittivity ε'_r follows from the equation:

$$\alpha \frac{J_0(\alpha)}{J_1(\alpha)} = -\beta \frac{K_0(\beta)}{K_1(\beta)} \tag{26}$$

where:

$$\alpha = \frac{\pi d_s}{\lambda_{0L}} \left[\varepsilon_r - \left(\frac{l \cdot \lambda_{0L}}{2h_s} \right)^2 \right]^{1/2} \tag{27}$$

$$\beta = \frac{\pi d_s}{\lambda_{0L}} \left[\left(\frac{l \cdot \lambda_{0L}}{2h_s} \right) - 1 \right]^{1/2} \tag{27a}$$

$l = 1, 2, 3\ldots$ (multiples of half-wavelengths along the axis of the resonator) and J_0, J_1, K_0, K_1 are Bessel functions of zero and first order of the first and second kind respectively.

Equation (26) can be solved graphically: for a calculated value of β_1 which is determined by the measured quantities d_s, h_s, λ_{0L} and an assumed l, the graph yields various values α_n. That value which gives a reasonable value of ε_r shall be selected:

$$\varepsilon_r = \left(\frac{\alpha \lambda_{0L}}{\pi d_s} \right)^2 + \left(\frac{l \lambda_{0L}}{2h_s} \right)^2 \tag{28}$$

The dissipation factor is then calculated from:

$$\tan \delta = \frac{A}{Q_L} - B \tag{29}$$

where:

$$A = 1 + \frac{J_1^2(\alpha_n)}{\varepsilon_r K_1(\beta_1)} \left[\frac{K_0(\beta_1) \cdot K_2(\beta_1) - K_1^2(\beta_1)}{J_1^2(\alpha_n) - J_0(\alpha_n) \cdot H_2(\alpha_n)} \right] \tag{30}$$

and:

$$B = \frac{l^2 R_s}{2\pi f_L^3 \mu_0^2 \varepsilon_r \varepsilon_0 h_s^3} \left\{ 1 + \frac{J_1^2(\alpha_n)}{K_1^2(\beta_1)} \left[\frac{K_0(\beta_1) \cdot K_2(\beta_1) - K_1^2(\beta_1)}{J_1^2(\alpha_n) - J_0(\alpha_n) \cdot J_2(\alpha_n)} \right] \right\} \tag{31}$$

$$R_s = \sqrt{\frac{\pi f_L \mu_0}{\sigma}}$$

σ = conductivity of the shorting plates.

A5. **Optical resonators**

A5.1 Optical resonators are used at frequencies above about 30 GHz. They are suitable for the determination of the dielectric properties of solid and liquid dielectric materials.

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

A5.2 *Principe de fonctionnement*

Les résonateurs optiques fonctionnent de façon analogue aux résonateurs coaxiaux ou à cavité, la principale différence étant que la longueur du résonateur représente un grand nombre de longueurs d'onde et que l'éprouvette (feuille ou plaque) n'occupe qu'une faible fraction de la longueur totale. On peut faire l'accord soit en fréquence, soit en longueur. Les résonateurs optiques sont supérieurs aux résonateurs à hyperfréquences classiques en raison de la réduction des pertes de courant dans l'enveloppe, à condition de maintenir à une faible valeur les pertes résultant de la diffraction et du rayonnement, c'est-à-dire d'utiliser de grandes sections de faisceau (mesurées en longueurs d'onde). Il se pose de ce fait des problèmes d'identification du mode de fonctionnement, en raison de la possibilité d'excitation d'une grande variété de modes transversaux de longueurs d'onde et de valeurs de Q_u différentes (« guide d'ondes surmodé »).

Selon la disposition particulière, la longueur d'onde peut être modifiée lorsque l'écartement des réflecteurs varie.

On doit donc déterminer expérimentalement la longueur d'onde (mode) en déplaçant axialement ou radialement dans le résonateur une petite sonde ou une éprouvette tout en détectant la tension de sortie de la sonde ou du résonateur.

A5.3 *Données d'établissement*

Il existe en principe trois types de résonateurs:

a) L'interféromètre Fabry-Pérot, bien connu, fournit théoriquement des valeurs de Q_u élevées ($\approx 10^5$). Etant donné sa construction matérielle, il convient bien aux éprouvettes planes. On rencontre, toutefois, des difficultés pour exciter une onde plane de section suffisamment grande tout en assurant une réflectivité suffisante des réflecteurs et pour les aligner convenablement. Selon leur réflectivité, les valeurs optimales de Q_u pour le mode fondamental TEM_{00} avec une élimination suffisante des modes indésirables d'ordre plus élevé s'obtiennent pour $\frac{d_o^2}{(4s\lambda)} \approx 1$, où d_o est le diamètre des réflecteurs, s leur écartement et λ la longueur d'onde d'utilisation.

Note. — La longueur d'onde d'utilisation d'un mode donné ne varie pas avec la distance séparant les réflecteurs.

b) Avec le résonateur confocal, on obtient une valeur de Q_u plus élevée qu'avec l'interféromètre Fabry-Pérot du fait que le champ est mieux concentré sur l'axe du résonateur et qu'ainsi les pertes par diffraction sont réduites. Cela signifie que l'on peut obtenir des valeurs de Q_u comparables par l'emploi de dimensions transversales réduites. De plus, l'alignement optimal des résonateurs est très simplifié. L'application aux mesures diélectriques est toutefois difficile du fait que les valeurs mesurées dépendent étroitement de la position de l'éprouvette le long de l'axe du résonateur. En outre, la longueur d'onde d'utilisation dépend de la distance entre les réflecteurs.

c) Le résonateur semi-confocal (voir la figure 9, page 38) combine les avantages du résonateur confocal à des valeurs de Q_u réduites environ de moitié à une méthode simplifiée d'évaluation des mesures de propriétés diélectriques faites sur des éprouvettes planes appliquées sur le réflecteur plan. La sensibilité de la longueur d'onde du faisceau à l'écartement des réflecteurs est toutefois conservée.

A5.4 *Eprouvette*

L'éprouvette est une plaque à faces planes parallèles dont l'aire est suffisamment supérieure à la section du faisceau. Son épaisseur va d'une demi-longueur à plusieurs longueurs d'onde.

A5.5 *Evaluation des résultats de mesure*

Pour évaluer les mesures effectuées au moyen du résonateur semi-confocal, on applique la méthode indiquée au paragraphe A2.5.

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

A5.2 *Principle of operation*

Optical resonators are operated similarly to coaxial or cavity resonators, the main difference being that the length of the resonators represents a large number of wavelengths and the specimen (sheet or plate) takes only a small fraction of the overall length. Either frequency or length tuning can be employed. Optical resonators are superior to conventional microwave resonators due to reduced current losses in the enclosure, provided that the losses resulting from diffraction and radiation can be kept small, i.e. large beam cross-sections (as measured in wavelengths) are used. Owing to this, problems usually arise in identifying the mode of operation because a great variety of transversal modes can be excited having different wavelengths and Q_u-values ("over-moded waveguide").

Depending on the particular arrangement, the wavelength may also change with varying separation of the reflectors.

Therefore, the wavelength (mode) shall be determined experimentally by moving a small probe or test sample axially or radially within the resonator while sensing the probe or resonator output voltage.

A5.3 *Design*

In principle, three types of resonators exist:

a) The well-known Fabry-Pérot interferometer theoretically provides high Q_u-values ($\approx 10^5$). Owing to its physical construction, it is well suited for plane specimens. However, difficulties are encountered in exciting a plane wave of sufficiently large cross-section while providing sufficient reflectivity of the reflectors, and in the proper alignment of these reflectors. Depending on the reflectivity of the reflectors, optimum Q_u-values for the fundamental TEM_{00}-mode with sufficient suppression of the unwanted higher order modes are obtained for $\frac{d_o^2}{(4s\lambda)} \approx 1$, where d_o is the diameter of the reflectors, s their spacing and λ the working wavelength.

Note. — The working wavelength of a given mode does not vary with changing separation of the reflectors.

b) In the confocal resonator, a higher Q_u-value is obtained than in the Fabry-Pérot interferometer because the field is better confined to the resonator axis and so the diffraction losses are reduced. This means that comparable Q_u-values can be obtained using reduced transverse sizes. In addition, optimum alignment of resonators is much simplified. Application to dielectric measurements, however, is difficult as the measured values depend strongly on the position of the specimen along the axis of the resonator. Furthermore, the working wavelength depends on the distance of the reflectors.

c) The semi-confocal resonator (see Figure 9, page 38) combines the advantages of the confocal resonator at about halved Q_u-values with a simplified evaluation procedure for the dielectric properties of measurements made on plane specimens placed against the plane reflector. Sensitivity of beam wavelength to reflector spacing however is retained.

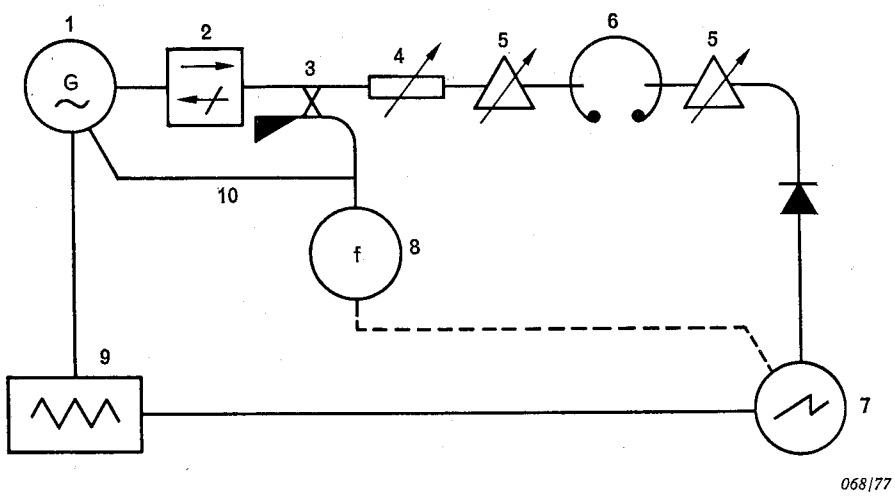
A5.4 *Test specimen*

The test specimen is a plane-parallel plate having an area sufficiently larger than the beam cross-section. Its thickness usually ranges between one-half to several wavelengths.

A5.5 *Evaluation of measured data*

For evaluation of the measurements taken with the semi-confocal resonator, the procedure given in Subclause A2.5 is adopted.

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale



1 = générateur d'hyperfréquences
2 = affaiblisseur non réciproque
3 = coupleur directif
4 = affaiblisseur
5 = dispositif d'adaptation
6 = cavité résonnante
7 = détecteur (oscilloscope)
8 = fréquencemètre
9 = balayage de fréquence
10 = boucle de stabilisation de la puissance de sortie

1 = microwave generator
2 = isolator
3 = directional coupler
4 = attenuator
5 = matching device
6 = resonant cavity
7 = detector (oscilloscope)
8 = frequency meter
9 = frequency sweeper
10 = output stabilizing loop

FIG. 1. — Ensemble d'essai de résonance — Schéma des circuits principaux.
Resonance test assembly — Principal circuit diagram.

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

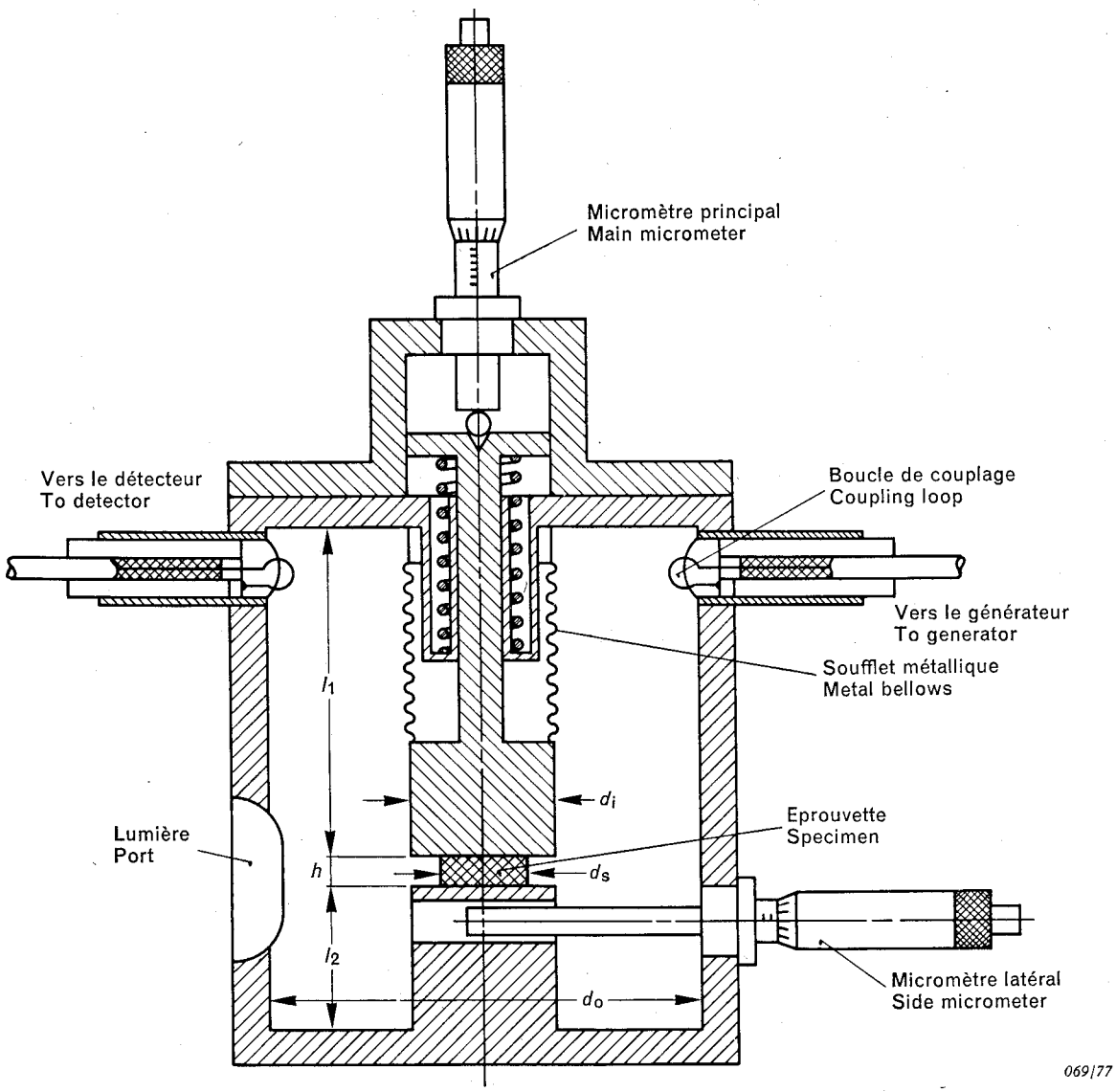


FIG. 2. — Résonateur à cavité rentrante (représentation schématique).
Re-entrant cavity resonator (schematically).

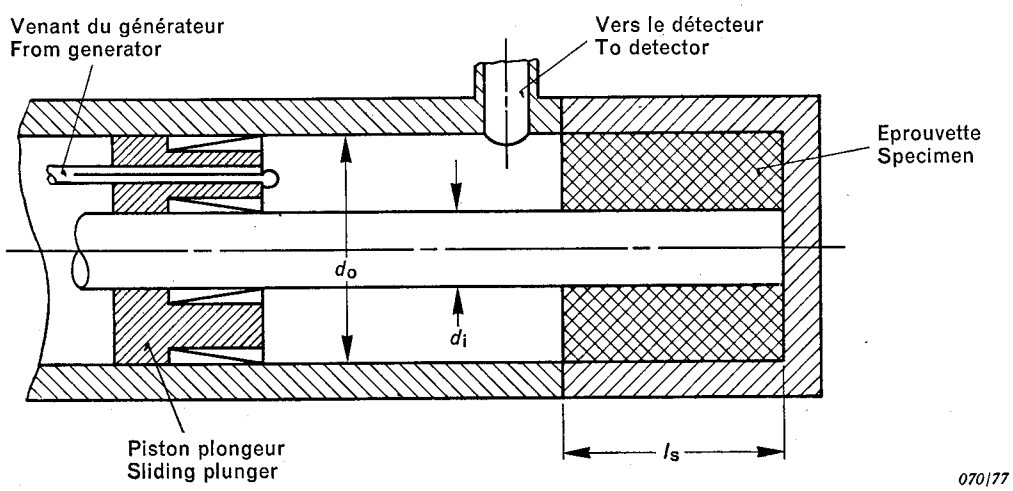


FIG. 3. — Résonateur à cavité coaxiale.
Coaxial cavity resonator.

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

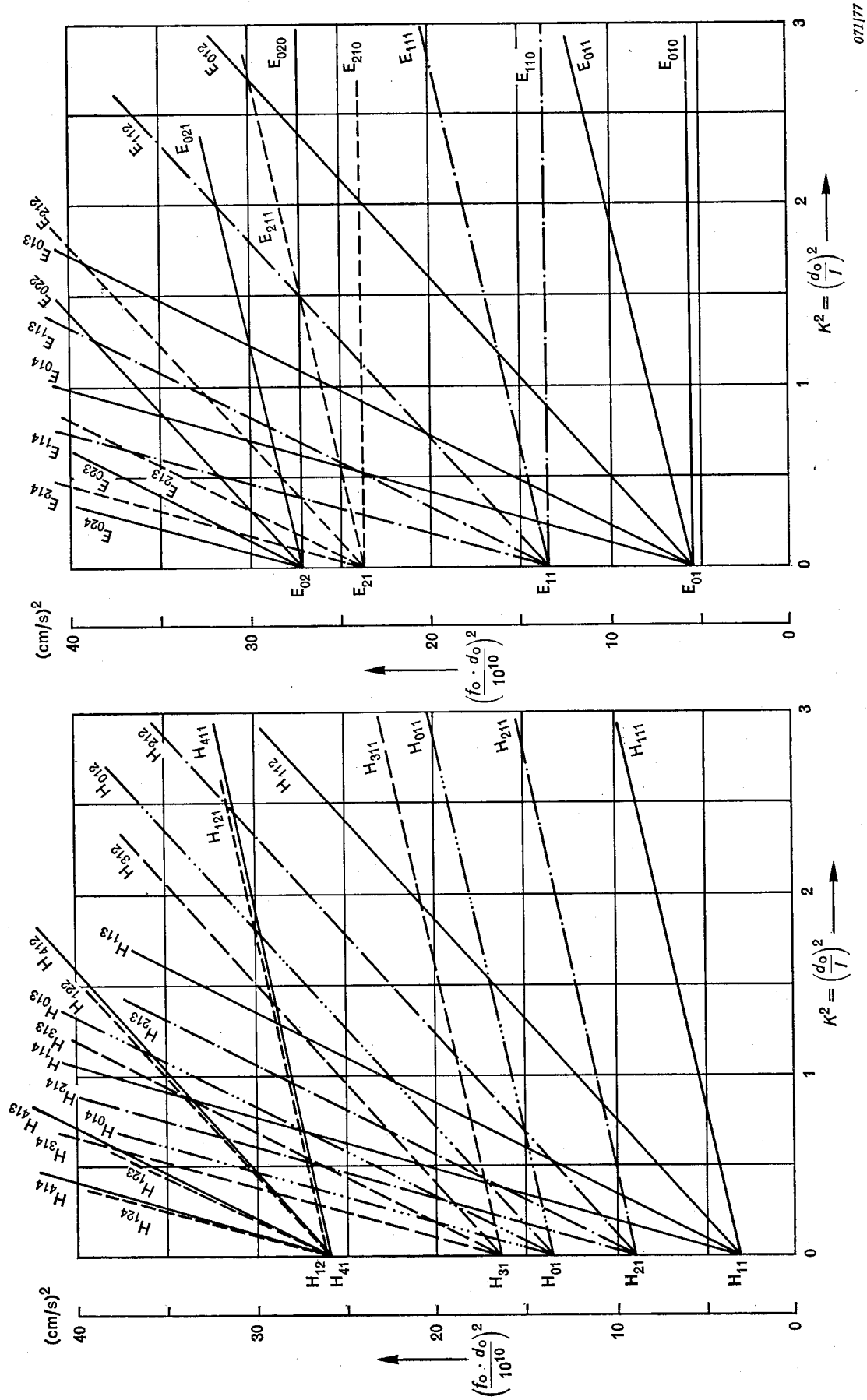


FIG. 4. — Diagramme de mode $(f_o \cdot d_o)^2 = f(K)$ des quatre premières résonances des 10 modes les plus bas pour une cavité cylindrique (d'après W. Otto, *Nachrichtentechnik 10* (1960) 6, 266).

Mode-chart $(f_o \cdot d_o)^2 = f(K)$ of the first four resonances of the lowest 10 modes for a cylindrical cavity (from W. Otto, *Nachrichtentechnik 10* (1960) 6, 266).

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

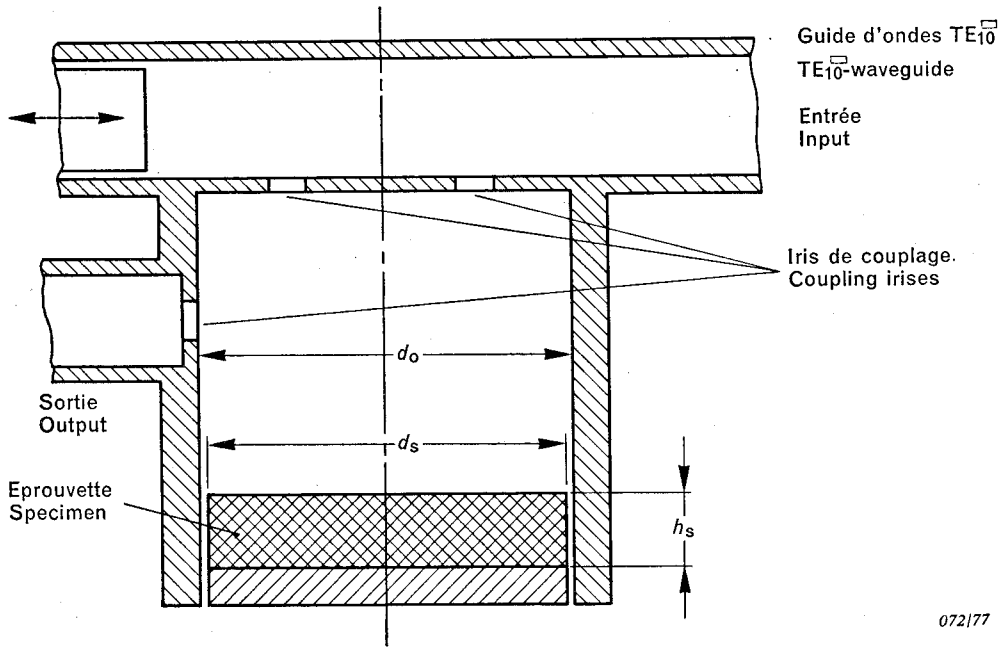


FIG. 5a. — Résonateur à cavité TE^{o}_{01}.
TE^{o}_{01}-cavity resonator.

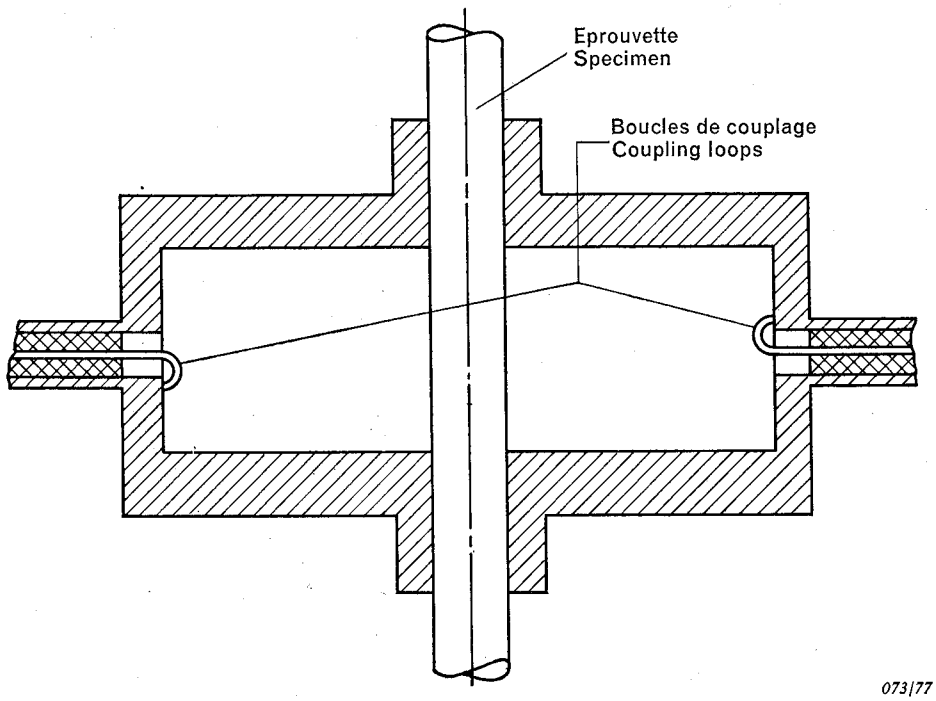
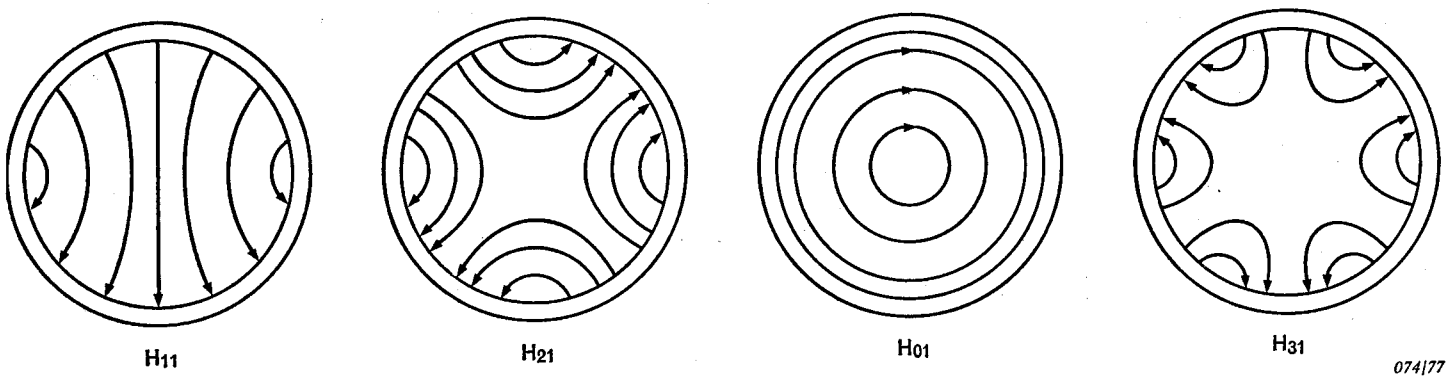
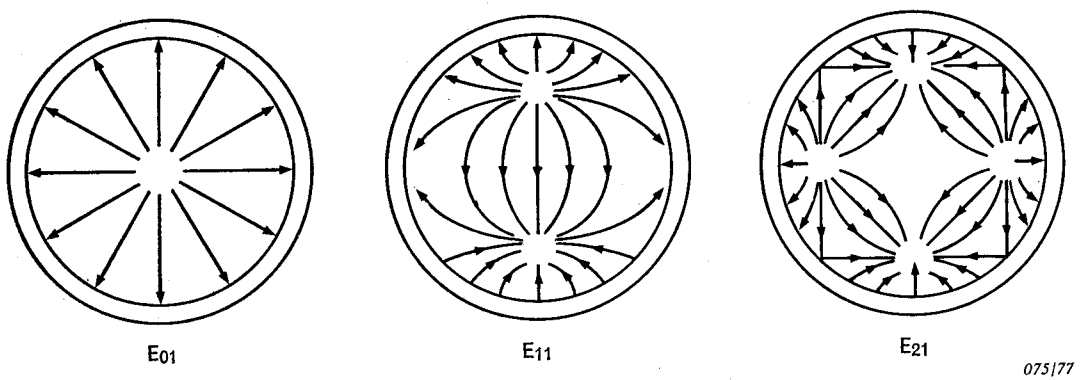


FIG. 5b. — Résonateur à cavité TM_{010}.
TM_{010} cavity resonator.

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale





Mode	λ_c/d_o
H_{11}	1,706 27
E_{01}	1,308 38
H_{21}	1,028 62
E_{11}, H_{01}	0,819 89
H_{31}	0,747 78
E_{21}	0,611 72
H_{41}	0,590 79
H_{12}	0,580 26
E_{02}	0,560 12
E_{31}	0,492 39
H_{51}	0,489 68
H_{22}	0,468 46
E_{12}, H_{02}	0,447 81

FIG. 6. — Configuration de champ instantané et longueur d'onde critique de certains modes d'ordre inférieur d'une cavité cylindrique.
Instantaneous field configuration and cut-off wavelength of some low-order modes of a cylindrical cavity.

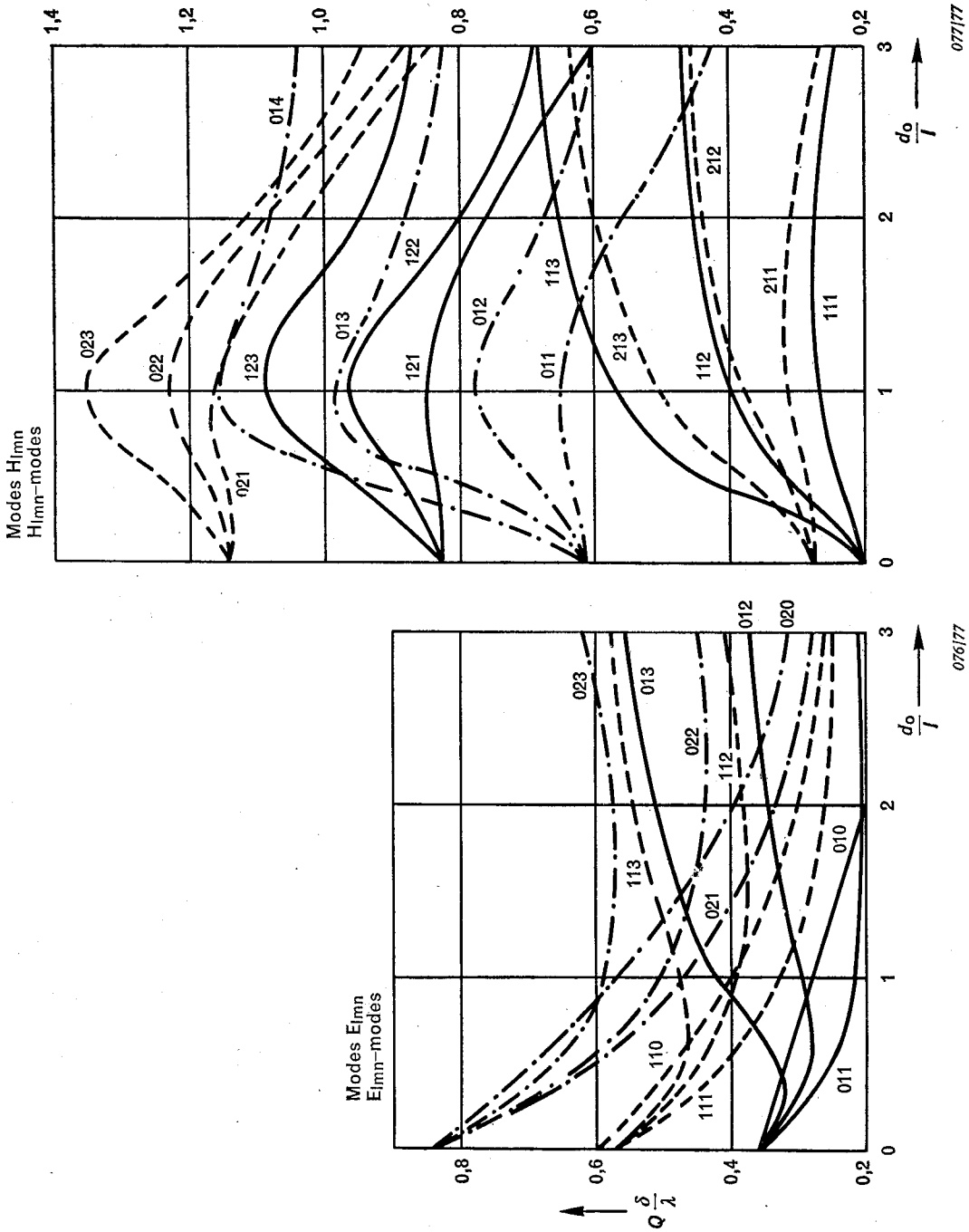


FIG. 7. — Facteurs de forme de mode $Q\frac{\delta}{\lambda}$ de divers modes E_{lmn} et H_{lmn} dans des résonateurs à cavité cylindrique en fonction de $\frac{d_o}{l-\delta}$, profondeur de pénétration due à l'effet pelliculaire (d'après W. Otto, *Nachrichtentechnik 10* (1960) 6, 226).

Mode-shape factors $Q\frac{\delta}{\lambda}$ of various E_{lmn}- and H_{lmn}-modes in cylindrical cavity resonators versus $\frac{d_o}{l-\delta}$, penetration depth due to skin effect (from W. Otto, *Nachrichtentechnik 10* (1960) 6, 226).

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

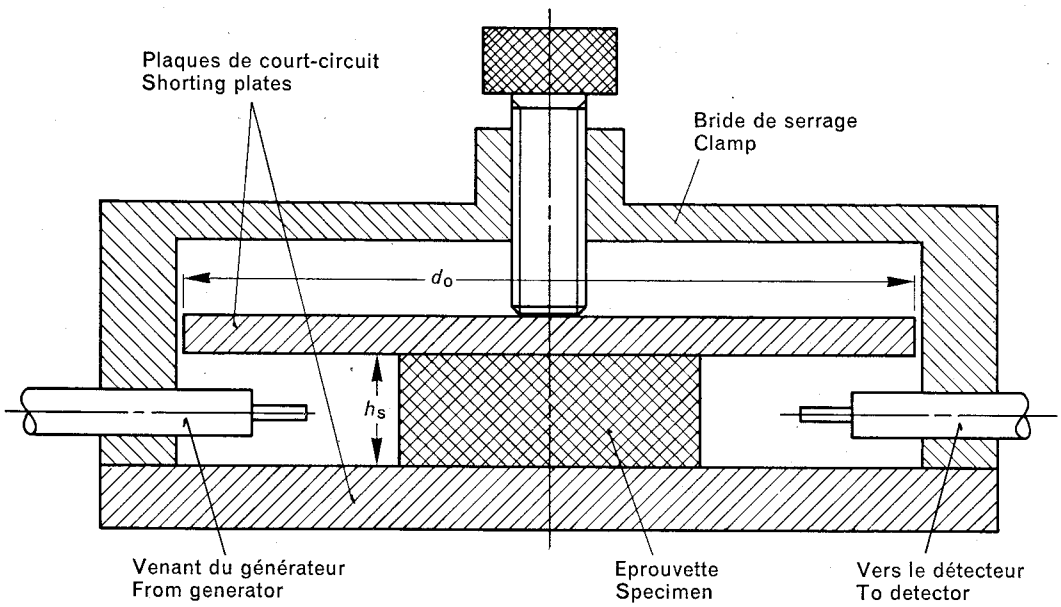


FIG. 8. — Résonateur à cavité ouverte.
Open cavity resonator.

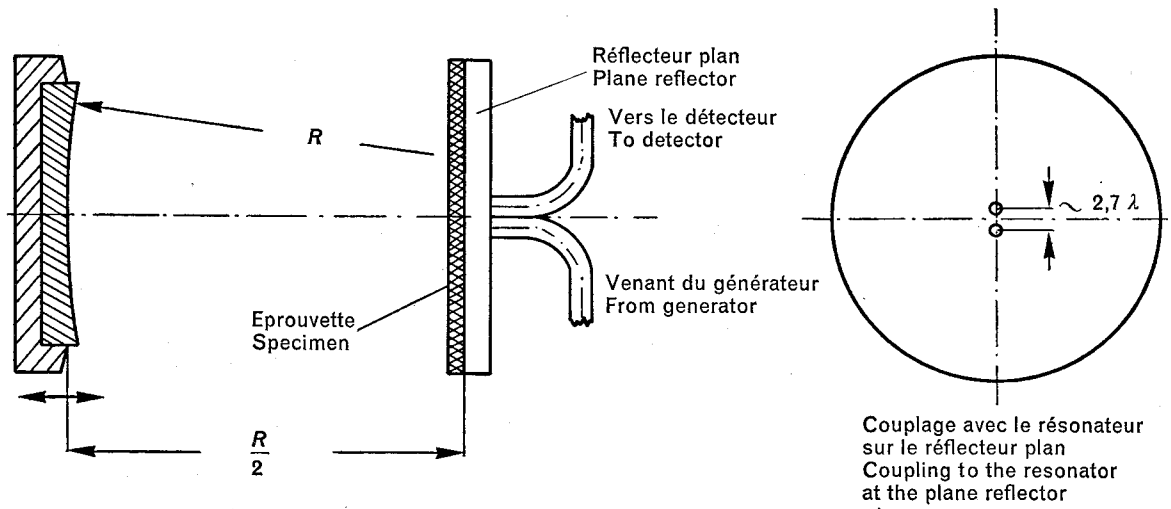


FIG. 9. — Résonateur semi-confocal.
Semiconfocal resonator.

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

--`,,,`-`-`,,`,,`,`,,`---

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS

Not for Resale

ICS 17.220.99 ; 29.035.01

Typeset and printed by the IEC Central Office
GENEVA, SWITZERLAND

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS

Not for Resale