

**NORME
INTERNATIONALE
INTERNATIONAL
STANDARD**

**CEI
IEC**

60556

Première édition
First edition
1982-01

**Méthodes de mesure des propriétés des
matériaux gyromagnétiques destinés aux
applications hyperfréquences**

**Measuring methods for properties of
gyromagnetic materials intended for
application at microwave frequencies**



Numéro de référence
Reference number
CEI/IEC 60556: 1982

Numéros des publications

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

Publications consolidées

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

Validité de la présente publication

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

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

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

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

Terminologie, symboles graphiques et littéraux

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

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

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

Numbering

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

Consolidated publications

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

Validity of this publication

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

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

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

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

Terminology, graphical and letter symbols

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

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

* See web site address on title page.

**NORME
INTERNATIONALE
INTERNATIONAL
STANDARD**

**CEI
IEC**

60556

Première édition
First edition
1982-01

**Méthodes de mesure des propriétés des
matériaux gyromagnétiques destinés aux
applications hyperfréquences**

**Measuring methods for properties of
gyromagnetic materials intended for
application at microwave frequencies**

© IEC 1982 Droits de reproduction réservés — Copyright - all rights reserved

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

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

International Electrotechnical Commission
Telefax: +41 22 919 0300

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



Commission Electrotechnique Internationale
International Electrotechnical Commission
Международная Электротехническая Комиссия

CODE PRIX
PRICE CODE **XA**

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

SOMMAIRE

	Pages
PRÉAMBULE	4
PRÉFACE	4

SECTION UN — GÉNÉRALITÉS

Articles

1. Domaine d'application	6
2. Définitions	6

SECTION DEUX — MÉTHODES DE MESURE

3. Aimantation à saturation M_s	6
4. Aimantation (à une intensité de champ spécifiée) M_H	28
5. Largeur de raie de résonance gyromagnétique ΔH et facteur de Landé effectif g_{eff} (général)	42
6. Largeur de raie de résonance gyromagnétique ΔH_{10} et facteur de Landé effectif g_{10} (à 10 GHz)	54
7. Largeur de raie de résonance d'ondes de spin ΔH_k	62
8. Largeur de raie effective ΔH_{eff}	74
9. Permittivité complexe ϵ_r	86
10. Densité apparente ρ_{app}	96

CONTENTS

	Page
FOREWORD	5
PREFACE	5

SECTION ONE — GENERAL

Clause

1. Scope	7
2. Definitions	7

SECTION TWO — MEASURING METHODS

3. Saturation magnetization M_s	7
4. Magnetization (at specified field strength) M_H	29
5. Gyromagnetic resonance linewidth ΔH and effective Landé factor g_{eff} (general)	43
6. Gyromagnetic resonance linewidth ΔH_{10} and effective Landé factor g_{10} (at 10 GHz)	55
7. Spin-wave resonance linewidth ΔH_x	63
8. Effective linewidth ΔH_{eff}	75
9. Complex permittivity ϵ_r	87
10. Apparent density ρ_{app}	97

COMMISSION ÉLECTROTECHNIQUE INTERNATIONALE

MÉTHODES DE MESURE DES PROPRIÉTÉS DES MATÉRIAUX GYROMAGNÉTIQUES DESTINÉS AUX APPLICATIONS HYPERFRÉQUENCES

PRÉAMBULE

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

PRÉFACE

La présente norme a été établie par le Comité d'Etudes N° 51 de la CEI: Composants magnétiques et ferrites.

Un premier projet pour les articles 4, 6, 9 et 10 fut discuté lors des réunions tenues à Londres en 1968, à Washington en 1970, à Leningrad en 1971 et à Zurich en 1974. A la suite de cette dernière réunion, un projet, document 51(Bureau Central)164, fut soumis à l'approbation des Comités nationaux suivant la Règle des Six Mois en avril 1975.

Des modifications, document 51(Bureau Central)201, furent soumises à l'approbation des Comités nationaux selon la Procédure des Deux Mois en août 1977.

Les Comités nationaux des pays suivants se sont prononcés explicitement en faveur de la publication des articles 4, 6, 9 et 10:

Afrique du Sud (République d')	Espagne	Roumanie
Allemagne	Etats-Unis d'Amérique	Royaume-Uni
Autriche	France	Suède
Belgique	Italie	Suisse
Canada	Japon	Turquie
Danemark	Pologne	Union des Républiques Socialistes Soviétiques
Egypte	Portugal	

Un premier projet pour les articles 3, 5, 7 et 8 fut discuté lors des réunions tenues à Zurich en 1974, à La Haye en 1975 et à Budapest en 1977. A la suite de cette dernière réunion, un projet, document 51(Bureau Central)204, fut soumis à l'approbation des Comités nationaux suivant la Règle des Six Mois en novembre 1977.

Les Comités nationaux des pays suivants se sont prononcés explicitement en faveur de la publication des articles 3, 5, 7 et 8:

Belgique	Etats-Unis d'Amérique	Royaume-Uni
Brésil	France	Suède
Canada	Hongrie	Suisse
Danemark	Italie	Turquie
Egypte	Japon	Union des Républiques Socialistes Soviétiques
Espagne	Pologne	

Autres publications de la CEI citées dans la présente norme:

- Publications n°s 50(901): Vocabulaire Electrotechnique International (V.E.I.), Chapitre 901: Magnétisme.
- 153-2: Guides d'ondes métalliques creux, Deuxième partie: Spécifications particulières pour les guides d'ondes rectangulaires normaux.
- 205: Calcul des paramètres effectifs des pièces ferromagnétiques.
- 392: Directives pour l'établissement des spécifications relatives aux ferrites pour hyperfréquences.

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION

MEASURING METHODS FOR PROPERTIES OF GYROMAGNETIC MATERIALS INTENDED FOR APPLICATION AT MICROWAVE FREQUENCIES

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 IEC Technical Committee No. 51: Magnetic Components and Ferrite Materials.

A first draft containing proposals for Clauses 4, 6, 9 and 10 was discussed at meetings held in London in 1968, in Washington in 1970, in Leningrad in 1971 and in Zurich in 1974. As a result of this latter meeting, a draft, Document 51(Central Office)164, was submitted to the National Committees for approval under the Six Months' Rule in April 1975.

Amendments, Document 51(Central Office)201, were submitted to the National Committees for approval under the Two Months' Procedure in August 1977.

The National Committees of the following countries voted explicitly in favour of publication of Clauses 4, 6, 9 and 10:

Austria	Italy	Sweden
Belgium	Japan	Switzerland
Canada	Poland	Turkey
Denmark	Portugal	Union of Soviet
Egypt	Romania	Socialist Republics
France	South Africa (Republic of)	United Kingdom
Germany	Spain	United States of America

A first draft containing proposals for Clauses 3, 5, 7 and 8 was discussed at meetings held in Zurich in 1974, in The Hague in 1975 and in Budapest in 1977. As a result of this latter meeting, a draft, Document 51(Central Office)204, was submitted to the National Committees for approval under the Six Months' Rule in November 1977.

The following countries voted explicitly in favour of publication of Clauses 3, 5, 7 and 8:

Belgium	Hungary	Switzerland
Brazil	Italy	Turkey
Canada	Japan	Union of Soviet
Denmark	Poland	Socialist Republics
Egypt	Spain	United Kingdom
France	Sweden	United States of America

Other IEC publications quoted in this standard:

- Publications Nos. 50(901): International Electrotechnical Vocabulary (I.E.V.), Chapter 901: Magnetism.
- 153-2: Hollow Metallic Waveguides, Part 2: Relevant Specifications for Ordinary Rectangular Waveguides.
- 205: Calculation of the Effective Parameters of Magnetic Piece Parts.
- 392: Guide for the Drafting of Specifications for Microwave Ferrites.

MÉTHODES DE MESURE DES PROPRIÉTÉS DES MATÉRIAUX GYROMAGNÉTIQUES DESTINÉS AUX APPLICATIONS HYPERFRÉQUENCES

SECTION UN — GÉNÉRALITÉS

1. Domaine d'application

La présente norme décrit des méthodes de mesure des propriétés utilisées pour spécifier les ferrites hyperfréquences polycristallines conformément à la Publication 392 de la CEI: Directives pour l'établissement des spécifications relatives aux ferrites pour hyperfréquences, et pour un usage général dans la technologie des ferrites. Ces méthodes de mesure sont destinées à l'étude des matériaux généralement dénommés ferrites, pour application aux hyperfréquences.

Les monocristaux et les films minces sortent, d'une manière générale, du domaine d'application de cette norme.

Notes 1. — Dans le cadre de cette spécification, les mots « ferrite » et « hyperfréquence » sont pris dans un sens large:

- par « ferrites » sont entendus non seulement les composés chimiques magnétodiélectriques ayant une structure spinelle cristalline mais aussi les matériaux ayant des structures grenat ou hexagonale;
 - la région « hyperfréquence » est considérée comme étant celle des longueurs d'onde comprises entre 1 m et 1 mm, approximativement, l'intérêt principal étant centré sur la région de 0,3 m à 10 mm.
2. — Des exemples de composants employant les ferrites hyperfréquences sont les dispositifs non réciproques tels que circulateurs, isolateurs et déphaseurs non réciproques. Ils constituent le champ principal d'application, mais ces matériaux peuvent aussi être utilisés dans des dispositifs réciproques, modulateurs et déphaseurs (réciproques). D'autres applications comprennent les filtres gyromagnétiques, les limiteurs et des dispositifs plus spéciaux, tels que les amplificateurs paramétriques.

Cette norme sera utilisée conjointement avec la Publication 392 de la CEI.

Note. — Les références données dans le texte correspondent aux bibliographies figurant à la fin des articles 3, 7, 8, 9 et 10.

2. Définitions

Pour les définitions des termes généraux utilisés dans cette norme, référence sera faite à la Publication 50(901) de la CEI. Vocabulaire Electrotechnique International (V.E.I.), chapitre 901: Magnétisme.

SECTION DEUX — MÉTHODES DE MESURE

3. Aimantation à saturation M_s

3.1 Introduction

L'aimantation à saturation est un paramètre caractéristique des matériaux ferrites. Il est largement utilisé dans les calculs théoriques, par exemple dans la détermination des composantes de la perméabilité tensorielle (voir Publication 50(901) de la CEI, 901-03-02). Dans diverses applications hyperfréquences, l'aimantation à saturation détermine la limite inférieure de fréquence du dispositif, due essentiellement à l'apparition des pertes dénommées aux champs faibles quand le matériau est non saturé.

MEASURING METHODS FOR PROPERTIES OF GYROMAGNETIC MATERIALS INTENDED FOR APPLICATION AT MICROWAVE FREQUENCIES

SECTION ONE — GENERAL

1. Scope

This standard describes methods of measuring the properties used to specify polycrystalline microwave ferrites in accordance with IEC Publication 392: Guide for the Drafting of Specifications for Microwave Ferrites, and for general use in ferrite technology. These measuring methods are intended for the investigation of materials, generally referred to as ferrites, for application at microwave frequencies.

Single crystals and thin films generally fall outside the scope of this standard.

Notes 1. — For the purpose of this standard, the words “ferrite” and “microwave” are used in a broad sense:

- by “ferrites” are meant not only magneto-dielectric chemical components having a spinel crystal structure, but also materials with garnet and hexagonal structures;
 - the “microwave” region is taken to include wavelengths approximately between 1 m and 1 mm, the main interest being concentrated on the region 0.3 m to 10 mm.
2. — Examples of components employing microwave ferrites are non-reciprocal devices such as circulators, isolators and non-reciprocal phase shifters. These constitute the major field of application, but the materials may be used in reciprocal devices as well, for example, modulators and (reciprocal) phase shifters. Other applications include gyromagnetic filters, limiters and more sophisticated devices, such as parametric amplifiers.

This standard should be read in conjunction with IEC Publication 392.

Note. — The references given in the text correspond to the bibliographies placed at the end of Clauses 3, 7, 8, 9 and 10.

2. Definitions

For the definitions of general terms used in this standard reference should be made to IEC Publication 50(901): International Electrotechnical Vocabulary (I.E.V.), Chapter 901: Magnetism.

SECTION TWO — MEASURING METHODS

3. Saturation magnetization M_s

3.1 Introduction

Saturation magnetization is a characteristic parameter of ferrite materials. It is widely used in theoretical calculations, for instance in computation of tensor permeability components (see IEC Publication 50(901), 901-03-02). In a variety of microwave applications, saturation magnetization determines the lower frequency limit of the device, mainly due to the occurrence of so-called low-field loss when the material is unsaturated.

3.2 Objet

Donner deux techniques similaires pour mesurer l'aimantation à saturation. Il s'agit de la méthode de la bobine vibrante (VCM) et de la méthode de l'échantillon vibrant (VSM).

La méthode de la bobine vibrante (réf. [1]* et [2]) présente les avantages d'un montage plus aisé de l'échantillon et d'une disposition mécanique plus simple lorsque sont demandées des mesures dans un domaine étendu de températures, en particulier aux basses températures.

La méthode de l'échantillon vibrant est plus précise pour un degré égal d'élaboration de l'appareillage électronique.

Dans les deux cas le matériel nécessaire est très similaire et les méthodes d'étalonnage sont identiques. Les mêmes échantillons d'essais peuvent être employés dans chaque technique.

3.3 Théorie

Quand une sphère de matériau magnétique isotrope est placée dans un champ magnétique uniforme, la sphère devient uniformément aimantée dans une direction parallèle au champ appliqué. La sphère produit alors son propre champ magnétique externe équivalent à celui d'un dipôle magnétique ramené au centre de la sphère et orienté parallèlement à la direction d'aimantation.

Si une petite bobine de détection (en pratique, une paire enroulée en opposition) oscille avec une faible amplitude à proximité de la sphère échantillon et dans une direction à angle droit du champ appliqué, une tension e_s est induite dans la bobine, proportionnellement au taux de variation du flux ϕ_s dû à l'échantillon placé à la position moyenne de la bobine x_0 dont la valeur est donnée par:

$$e_s = -N \cdot \left(\frac{d\phi_s}{dx} \right)_{x_0} \cdot \frac{dx}{dt} \quad (1)$$

où N est le nombre de tours de la bobine.

Le mouvement de la bobine, dans la direction x , est donné par:

$$x = x_0 + \delta \sin \omega t \quad (2)$$

où:

x = déplacement au temps t

ω = pulsation

δ = amplitude de la vibration

Si l'échantillon inconnu est remplacé par un échantillon étalon d'aimantation à saturation connue M_c et de volume V_c , induisant une tension e_c , l'aimantation de l'échantillon M_s peut être trouvée par comparaison:

$$\frac{M_s}{M_c} = \frac{e_s}{e_c} \cdot \frac{V_c}{V_s} \quad (3)$$

Si les tensions induites e_s et e_c donnent naissance à des lectures E_s et E_c dans l'appareillage, alors:

$$M_s = M_c \cdot \frac{E_s}{E_c} \cdot \frac{d_c^3}{d_s^3} \quad (4)$$

où:

d_s et d_c = diamètres respectifs des sphères échantillon et étalon

Des équations identiques s'appliquent au cas VSM, lorsque l'échantillon vibre tandis que la bobine reste fixe.

* Pour les références de cet article, voir le paragraphe 3.12, page 28.

3.2 Object

To give two similar techniques for measuring saturation magnetization. These are the vibrating coil method (VCM) and vibrating sample method (VSM).

The vibrating coil method (ref. [1]* and [2]) has the advantages of easier sample mounting and simpler mechanical arrangement when measurements over a range of temperatures are required, particularly at low temperatures.

The vibrating sample method is more accurate, given a similar degree of elaboration in electronic apparatus.

The equipment needed in both cases is very similar and the calibration methods are identical. The same test samples can be used for either technique.

3.3 Theory

When a sphere of isotropic magnetic material is placed in a uniform magnetic field, the sphere becomes uniformly magnetized in the direction parallel to the applied field. The sphere now produces its own external magnetic field, equivalent to that of a magnetic dipole at the centre of the sphere and orientated parallel to the direction of magnetization.

If a small detection coil (in practice a pair wound in opposition) is now vibrated at small amplitude, close to the sample sphere and in a direction at right angles to the applied field, a voltage e_s will be induced in the coil, proportional to the rate of change of flux ϕ_s due to the sample at the mean coil position x_0 , whose value is given by:

$$e_s = -N \left(\frac{d\phi_s}{dx} \right)_{x_0} \cdot \frac{dx}{dt} \quad (1)$$

where N is the number of turns on the coil.

The motion of the coil, in the x -direction, is given by:

$$x = x_0 + \delta \sin \omega t \quad (2)$$

where:

x = displacement at time t

ω = angular frequency

δ = vibration amplitude

If the unknown sample is now replaced by a calibrating sample of known saturation magnetization M_c and volume V_c , inducing a voltage e_c , the magnetization of the sample M_s may be found by comparison:

$$\frac{M_s}{M_c} = \frac{e_s}{e_c} \cdot \frac{V_c}{V_s} \quad (3)$$

If the induced voltages e_s and e_c give rise to readings E_s and E_c from the apparatus, then:

$$M_s = M_c \cdot \frac{E_s}{E_c} \cdot \frac{d_c^3}{d_s^3} \quad (4)$$

where:

d_s and d_c = diameters of the sample and calibrating spheres, respectively

Identical equations apply in the VSM case, when the sample is vibrated while the coil remains stationary.

* For references of this clause, see Sub-clause 3.12, page 29.

3.4 Echantillon d'essai

Pour que l'assimilation à un dipôle soit valable, l'échantillon d'essai doit être une sphère dont le défaut de sphéricité ne dépasse pas 0,5%. Le défaut de sphéricité en pourcentage est défini par:

$$\left(\frac{\text{diamètre max.} - \text{diamètre min.}}{\text{diamètre min.}} \right) \times 100 \quad (5)$$

Pour la plupart des matériaux ferrites, un diamètre d'environ 2,5 mm convient. S'il est inférieur à 1 mm, un rapport signal/bruit raisonnable est difficile à obtenir, en particulier lorsque M_s est peu élevé. Des sphères de diamètre supérieur à 4 mm sont moins faciles à usiner et il devient moins aisé de maintenir un champ uniforme dans le volume de la sphère.

Il est permis d'utiliser des échantillons autres que sphériques à condition que la tension induite reste une fonction linéaire de l'aimantation dans les limites de la précision requise, et que l'échantillon étalon ait des dimensions identiques aux échantillons à mesurer.

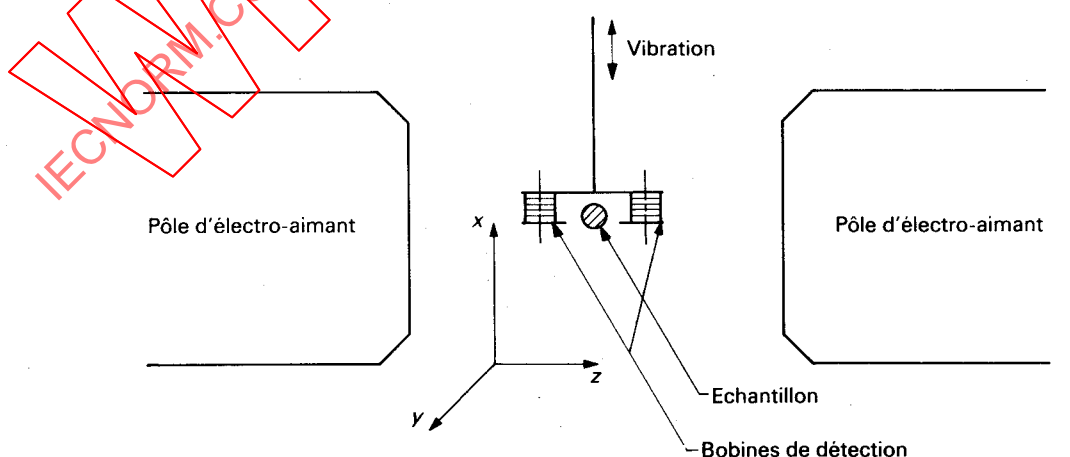
3.5 Appareillage de mesure pour la méthode de la bobine vibrante (VCM)

3.5.1 Disposition des bobines de détection et de l'échantillon

Un diagramme schématique de la disposition des bobines de détection et de l'échantillon est donné à la figure 1. La figure 2, page 12, indique les directions du champ appliqué et du champ de l'échantillon.

L'échantillon est monté de façon rigide entre les pièces polaires d'un électro-aimant, de telle façon que sa position par rapport aux bobines de détection soit reproductible à $\pm 0,1$ mm en toutes directions. Toutes les parties du support d'échantillon doivent être faites en matériaux non magnétiques.

Les bobines de détection forment une paire identique enroulée en série-opposition. Elles sont attachées au vibreur par un bras rigide non magnétique et placées le plus près possible de l'échantillon. Leurs axes sont normalement parallèles à la direction de vibration, mais d'autres configurations sont acceptables.



260/82

FIG. 1. — Méthode de la bobine vibrante — Disposition de l'échantillon et des bobines.

3.4 Test sample

For the dipole assumption to be valid, the test sample shall be a sphere, whose deviation from roundness is not more than 0.5%. The percentage deviation from roundness is defined as:

$$\left(\frac{\text{max. diameter} - \text{min. diameter}}{\text{min. diameter}} \right) \times 100 \quad (5)$$

For most ferrite materials, a diameter of about 2.5 mm is suitable. If it is less than 1 mm, a reasonable signal-to-noise ratio will be difficult to achieve, particularly when M_s is low. Spheres larger than about 4 mm are less convenient to make and it is not so easy to maintain a uniform applied field over the volume of the sphere.

It may be permissible to use other than spherical samples, provided that the induced voltage can be shown to be a linear function of the magnetization to within the accuracy required, and that the calibration sample has identical dimensions to the samples to be measured.

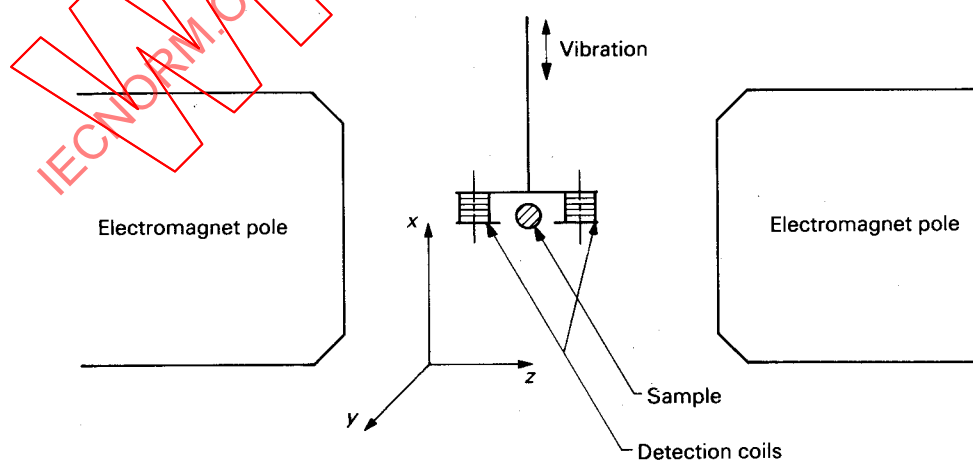
3.5 Measuring apparatus for the vibrating coil method (VCM)

3.5.1 Arrangement of detection coils and sample

A schematic diagram of the arrangement of the detection coils and the sample is shown in Figure 1. Figure 2, page 13, indicates the directions of the applied and sample fields.

The sample is rigidly mounted between the pole pieces of an electromagnet, in such a way that its position relative to the detection coils is reproducible to ± 0.1 mm in any direction. All parts of the sample holder shall be made of non-magnetic material.

The detection coils are an identical pair wound in series opposition. They are attached to the vibrator by a rigid, non-magnetic arm and are located as close to the sample as practicable. Their axes are normally parallel to the direction of vibration, but other configurations are acceptable.



260/82

FIG. 1. — Vibrating coil method — Sample and coils arrangement.

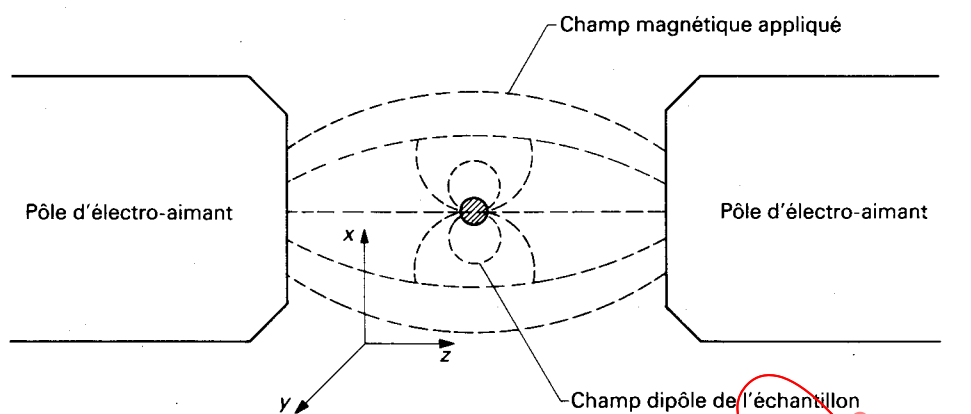


FIG. 2. — Configuration du champ magnétique.

La direction de vibration (la direction x) est à 90° de l'axe z de l'électro-aimant (Figure 1, page 10), c'est-à-dire perpendiculaire à la direction du champ magnétostatique, et l'amplitude doit être de l'ordre de 0,05 mm à 0,5 mm. La fréquence n'est pas critique, mais se situe normalement entre 20 Hz et 200 Hz, quoique des fréquences hors de ce domaine soient acceptables. Le mouvement des bobines dans les directions y et z doit être limité au moyen d'un montage approprié à moins de 1% de celui existant dans la direction x . Des moyens de stabiliser l'amplitude de la vibration à l'aide d'une boucle de régulation peuvent être incorporés si besoin est.

3.5.2 Electro-aimant

Le champ magnétostatique doit être capable de saturer pleinement un spécimen sphérique du matériau à mesurer. Pour la plupart des ferrites hyperfréquences, un champ de 300 kAm^{-1} est adéquat, mais pour les ferrites hexagonales à base de baryum, des champs allant jusqu'à 500 kAm^{-1} peuvent être nécessaires. Le courant fourni à l'électro-aimant doit être apte à maintenir le champ stable à 0,5%.

A la position moyenne des bobines de détection, le champ transversal ne doit pas être supérieur à 1% du champ longitudinal (H_z).

Comme l'uniformité du champ dépend de son intensité, les mesures doivent toujours être faites au champ appliqué pour lequel l'étalonnage et la remise à zéro (voir le paragraphe 3.8) ont été effectués.

3.5.3 Elimination des effets du champ appliqué

Si le champ appliqué était totalement uniforme et n'avait pas de composantes radiales et que la direction de vibration était exactement à angle droit du champ appliqué, la théorie du paragraphe 3.3 pourrait être appliquée directement à la disposition expérimentale de la figure 1.

Cependant, comme l'indique la figure 2, le champ appliqué n'est pas uniforme, sa direction et sa grandeur varient de point en point. De plus, il est impossible de fabriquer une paire de bobines de détection identiques. L'angle de vibration diffère de 90° et un mouvement résiduel dans les directions y et z est toujours présent.

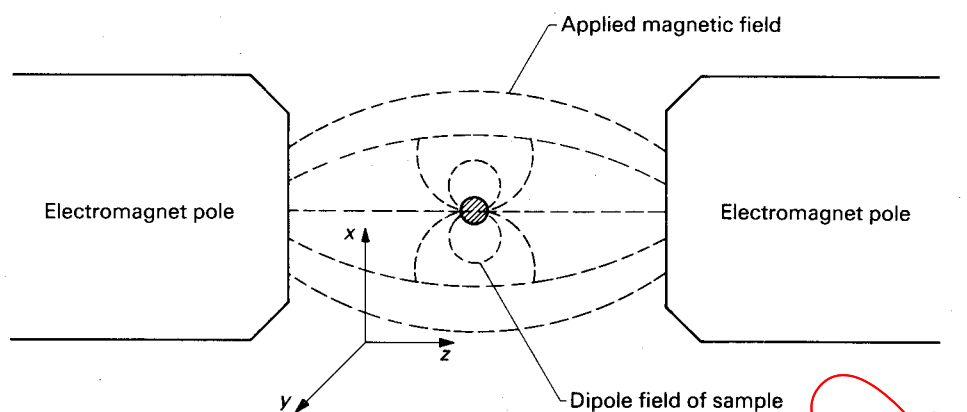


FIG. 2. — Magnetic field configuration.

The direction of vibration (the x-direction) is at 90° to the z-axis of the electromagnet (Figure 1, page 11), i.e. perpendicular to the magnetostatic field direction, and the amplitude shall be of the order of 0.05 mm to 0.5 mm. The frequency is not critical, but would normally be between 20 Hz and 200 Hz, although frequencies outside that range are acceptable. Motion of the coils in the z- and y- directions shall be limited by means of suitable mounting to not more than 1% of that in the x-direction. Some means of stabilizing the vibration amplitude by use of a feedback loop may be incorporated if required.

3.5.2 The electromagnet

The magnetostatic field shall be capable of fully saturating a spherical specimen of the material to be measured. For most microwave ferrites, a field of 300 kAm^{-1} will be adequate, but for the hexagonal, barium-based ferrites, a field up to 500 kAm^{-1} may be needed. The current supply to the electromagnet shall be such as to maintain the field stable to 0.5%.

At the mean position of the detection coils, the transverse field shall be not more than 1% of the longitudinal field (H_z).

Since the uniformity of the field is dependent on the field-strength, measurements shall always be made at the applied field at which calibration and zero-setting (see Sub-clause 3.8) have been carried out.

3.5.3 Elimination of applied field effects

If the applied field were wholly uniform and had no radial components, while the direction of vibration was exactly at right angles to the applied field, the theory of Sub-clause 3.3 could be applied directly to the experimental arrangement of Figure 1.

However, as indicated in Figure 2, the applied field is not uniform, and its direction and magnitude vary from point to point. Moreover, it is impracticable to make an identical pair of detection coils. The angle of vibration will deviate from 90° and some residual motion in the y- and z-directions will always be present.

Des tensions sont donc induites dans les bobines par l'inhomogénéité du champ appliqué. L'effet de H_z est considérablement diminué en enroulant les bobines en opposition, de sorte que les tensions dues à H_z tendent à s'annuler, tandis que celles qui sont dues au champ dipôle de l'échantillon s'ajoutent.

Cependant, une annulation complète ne peut en général être obtenue avec une seule paire de bobines. Il faut donc utiliser une seconde paire de bobines, les bobines de compensation. Celles-ci sont montées sur les mêmes supports que les bobines d'échantillon mais sont enroulées en série, de sorte que les tensions induites par H_z s'ajoutent. Une tension de compensation est ainsi obtenue qui peut être réglée en amplitude et en phase pour annuler la tension produite dans les bobines d'échantillon par H_z .

L'effet de H_x est plus difficile à éliminer puisque les tensions induites dans les bobines d'échantillon s'ajoutent de la même façon que celles qui sont dues au champ dipôle. Cependant, en général, la variation de H_x avec x est différente de celle du champ dipôle de l'échantillon. Les deux signaux diffèrent donc en phase et peuvent être distingués au moyen d'un détecteur de phase sensible.

3.5.4 Appareillage électronique

Un diagramme schématique de l'appareillage de mesure est donné à la figure 3, page 16. Le vibreur est entraîné par un oscillateur à basse fréquence (9), qui peut être accordable, et un amplificateur de puissance. L'amplitude de sortie de l'oscillateur et le gain de l'amplificateur de puissance doivent être suffisamment stables pour fournir au vibreur un entraînement constant à moins de $\pm 0,3\%$, après échauffement. Si ce n'est pas possible, des moyens de stabiliser l'amplitude de la vibration doivent être mis en œuvre. La fréquence de l'oscillateur doit être stable à $0,05\%$ après échauffement.

On équilibre la sortie des bobines de compensation (1(c)) par celle des bobines d'échantillon (1(s)) au moyen de l'amplificateur différentiel (4), en utilisant l'atténuateur variable (2) et le déphaseur (3). Le déphaseur doit être pleinement variable sur 360° et sa résolution doit atteindre au moins $\pm 0,1^\circ$. Ni le déphaseur ni l'atténuateur n'ont besoin d'être étalonnés.

L'amplificateur différentiel doit avoir un niveau de bruit assez faible aux fréquences basses pour permettre une remise à zéro précise. Les impératifs exacts dépendront de la conception des bobines et des autres éléments. Un contrôle de gain variable peut être incorporé.

Le filtre passe-bas (5) doit réduire tous les harmoniques d'au moins 20 dB par rapport à la fréquence fondamentale.

L'amplificateur sélectif qui est accordé à la fréquence de l'oscillateur doit avoir une bande de l'ordre de 1% et doit être accordable si l'oscillateur ne l'est pas.

Le détecteur de phase sensible (7) doit avoir une résolution meilleure que 3° et le canal de référence ou le canal signal doit être variable en phase sur 360° . La phase doit être indépendante de l'amplitude de l'entrée à chacun des canaux.

L'instrument de mesure (8) peut être du type analogique ou numérique. Quand les mesures doivent être effectuées dans un domaine de températures, un enregistreur X-Y peut être substitué à l'instrument de mesure, un axe enregistrant une fonction linéaire de l'aimantation et l'autre une fonction linéaire de la température. Les deux axes doivent être étalonnés à la précision requise. Le dispositif de mesure de température, normalement un thermocouple, doit être en contact thermique étroit avec l'échantillon lui-même.

Tous les instruments électroniques doivent avoir une stabilité de température adéquate pour assurer la précision requise dans le domaine des températures ambiantes rencontrées habituellement.

Voltages will therefore be induced in the coils by the inhomogeneity of the applied field. The effect of H_z is considerably lessened by winding the coils in opposition, so that voltages due to H_z tend to cancel out whereas those due to the sample dipole field will add up.

However, complete cancellation cannot in general be achieved with one pair of coils alone. Therefore, a second pair of coils, the compensating coils, is used. These are mounted on the same formers as the sample coils, but are wound in series, so that the voltages induced by H_z are additive. A compensating voltage can then be obtained, which may be adjusted in amplitude and phase to balance out the voltage induced in the sample coils by H_z .

The effect of H_x is more difficult to eliminate because the voltages induced in the sample coils will be added in the same way as those due to the dipole field. However, in general, the variation of H_x with x will be different from that of the sample dipole field. The two signals will therefore differ in phase and may be distinguished by means of a phase sensitive detector.

3.5.4 *Electronic instrumentation*

A schematic diagram of the measuring apparatus is shown in Figure 3, page 17. The vibrator is driven by a low-frequency oscillator (9), which may be tunable, and a power amplifier. The amplitude of the oscillator output and the gain of the power amplifier shall be sufficiently stable to provide a constant drive to the vibrator to within $\pm 0.2\%$, after warm-up. If this is not possible, some means of stabilizing the vibration amplitude shall be provided. The oscillator frequency shall be stable to 0.05% after warm-up.

The output from the compensating coils (1(c)) is balanced against that of the sample coils (1(s)) by means of the difference amplifier (4), using the variable attenuator (2) and phase shifter (3). The phase shifter shall be fully variable over 360° and its resolution shall be at least $\pm 0.1^\circ$. Neither the phase shifter nor the attenuator needs to be calibrated.

The difference amplifier shall have a low enough noise level at low frequencies to allow precise zero setting. The exact requirements will depend on the design of the coils and other equipment. A variable gain control may be incorporated.

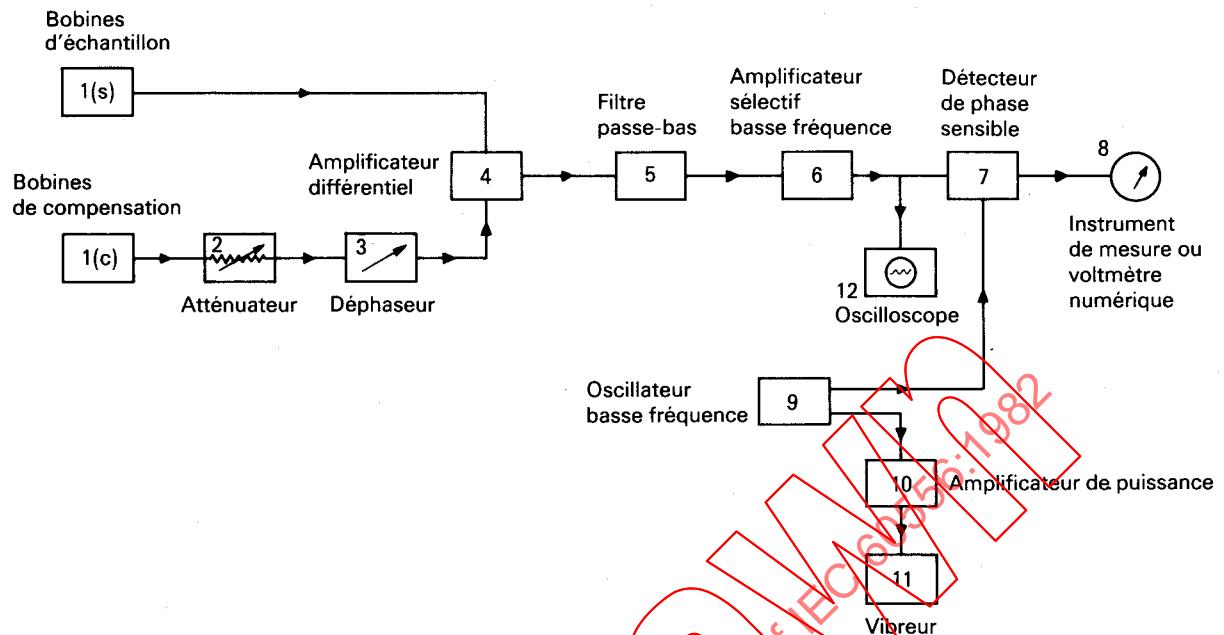
The low-pass filter (5) shall reduce all harmonics by at least 20 dB with respect to the fundamental frequency.

The selective amplifier, which is tuned to the oscillator frequency, shall have a bandwidth of the order of 1% and shall be tunable if the oscillator is not tunable.

The phase-sensitive detector (7) shall have a resolution better than 3° and either the reference or signal channel shall be variable over 360° in phase. The phase setting shall be independent of the amplitude of the input to either channel.

The meter (8) may be an analogue or digital type. When measurements are to be made over a range of temperatures, an X-Y recorder may be substituted for the meter, one axis to record a linear function of magnetization, the other a linear function of temperature. Both axes shall be calibrated to the accuracy required. The temperature measuring device, normally a thermocouple, shall be in close thermal contact with the sample itself.

All the electronic instruments shall have adequate temperature stability to ensure the required accuracy over the range of ambient temperatures to be met in use.



262/82

FIG. 3. — Appareillage de mesure (VCM).

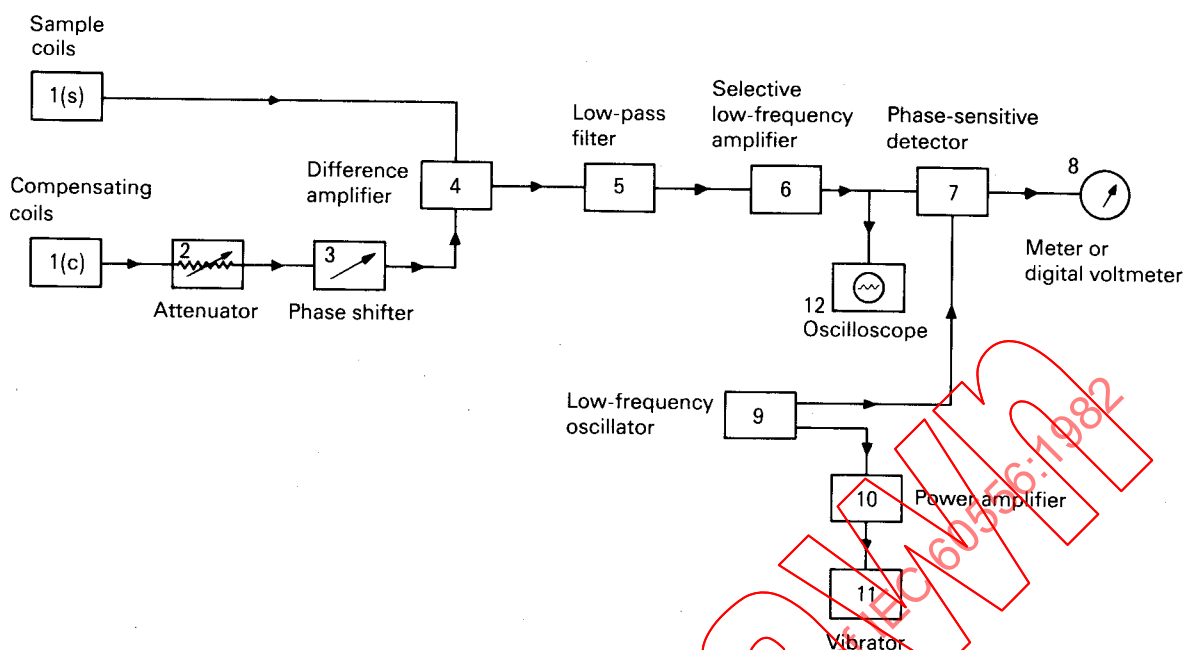
3.6 Appareillage de mesure pour la méthode de l'échantillon vibrant (VSM)

3.6.1 Disposition des bobines de détection et de l'échantillon

Dans le cas de l'échantillon vibrant, les bobines de détection (figure 4, page 18) sont montées de façon rigide entre les pièces polaires de l'électro-aimant, mais de telle façon que l'on puisse faire souvent de petits ajustements. Normalement, leurs axes sont à angle droit du champ appliqué et parallèles à la direction de vibration, mais d'autres configurations (réf. [5]) sont acceptables. La position moyenne de l'échantillon est sur l'axe de l'électro-aimant; elle est normalement symétrique par rapport aux bobines de détection. Sa position doit être reproductible à $\pm 0,1$ mm. Il est rigidement monté sur un bras vibrant non magnétique attaché à un vibreur et est aussi près des bobines de détection que possible.

La direction de vibration (la direction x) est à 90° de l'axe z de l'électro-aimant (figure 4), c'est-à-dire perpendiculaire à la direction du champ magnétostatique, et l'amplitude doit être de l'ordre de 0,05 mm à 0,5 mm. La fréquence n'est pas critique mais se situe normalement entre 20 Hz et 200 Hz, quoique des fréquences hors de ce domaine soient acceptables. Le mouvement de l'échantillon dans les directions z et y doit être limité au moyen d'un montage approprié à moins de 1% de celui existant dans la direction x . Des moyens de stabiliser l'amplitude de la vibration à l'aide d'une boucle de régulation peuvent être incorporés si nécessaire.

Un petit aimant permanent est attaché au bras vibrant, assez loin de l'électro-aimant pour ne pas être affecté par celui-ci. Deux petites bobines sont montées rigidement de chaque côté de cet aimant pour détecter son champ. Une petite bobine parcourue par un courant continu ajusté avec précision peut être employée à la place de l'aimant.



262/82

FIG. 3. — Measuring apparatus (VCM).

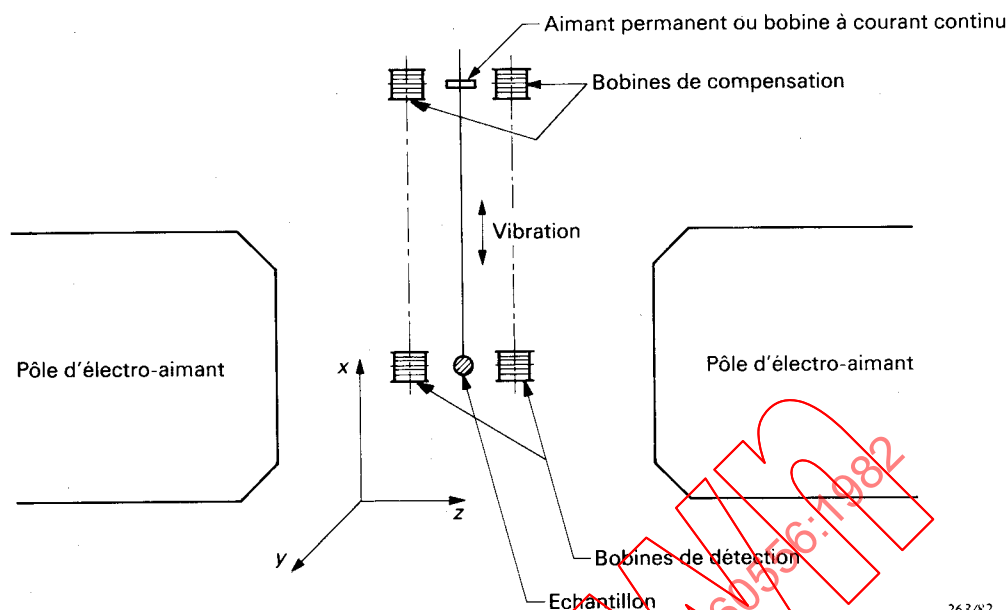
3.6 Measuring apparatus for the vibrating sample method (VSM)

3.6.1 Arrangement of detection coils and sample

In the vibrating sample case, the detection coils (Figure 4, page 19) are rigidly mounted between the pole-pieces of the electromagnet, but in such a way that frequent small adjustments are possible. Normally, their axes are at right angles to the applied field and parallel to the direction of vibration, but other configurations (ref. [5]) are acceptable. The mean sample position is on the axis of the electromagnet, normally located symmetrically with respect to the detection coils. Its position shall be reproducible to ± 0.1 mm. It is rigidly mounted on a non-magnetic vibrating arm, attached to a vibrator, and is as close to the detection coils as practicable.

The direction of vibration (the x -direction) is at 90° to the z -axis of the electromagnet (Figure 4), i.e. perpendicular to the magnetostatic field direction, and the amplitude shall be of the order of 0.05 mm to 0.5 mm. The frequency is not critical, but would normally be between 20 Hz and 200 Hz, although frequencies outside that range are acceptable. Motion of the sample in the z - and y -directions shall be limited by means of a suitable mounting to not more than 1% of that in the x -direction. Some means of stabilizing the vibration amplitude by use of a feedback loop may be incorporated if necessary.

A small permanent magnet is attached to the vibrating arm, far enough away from the electromagnet to be unaffected by it. Two small coils are mounted rigidly on either side of this magnet to detect its field. A small coil carrying a precisely controlled direct current may be used instead of the magnet.



263/82

FIG. 4. — Méthode de l'échantillon vibrant — Disposition de l'échantillon et des bobines.

3.6.2 Electro-aimant

Aucune précaution n'a besoin d'être prise pour contrecarrer la courbure et la non-uniformité du champ appliqué pourvu qu'une uniformité d'environ 3% soit conservée dans le volume de l'échantillon. Un champ radial allant jusqu'à 1% du champ longitudinal est autorisé.

Le champ magnétostatique doit être capable de saturer pleinement un spécimen sphérique du matériau à mesurer. Pour la plupart des ferrites hyperfréquences, un champ de 300 kAm^{-1} est adéquat, mais pour les ferrites hexagonales à base de baryum, un champ allant jusqu'à 500 kAm^{-1} peut être nécessaire. Le courant fourni doit maintenir le champ stable à environ 0,5%.

3.6.3 Appareillage électronique

Un diagramme schématique de l'appareillage électronique est donné à la figure 5, page 20. La disposition la plus simple utilise seulement les éléments 1 à 8 et permet d'effectuer des mesures point par point à des températures fixées. Le diviseur de potentiel étalonné (3) est employé pour équilibrer la tension induite dans les bobines de compensation par celles qui sont dans les bobines d'échantillon. Le point zéro est observé au moyen de l'oscilloscope (5). L'aimantation est calculée à partir de la lecture du diviseur de potentiel.

Inversement, l'équilibrage au zéro peut être fait avec le support d'échantillon vide en position. Le signal de déséquilibre apparaissant lors de l'introduction d'un échantillon est alors proportionnel à l'aimantation. Ce signal peut être lu directement sur l'instrument de mesure (5) ou sur l'oscilloscope. Pour tracer une courbe continue de M_s en fonction de la température, un enregistreur X-Y peut être substitué à l'oscilloscope. Une plus grande sensibilité et une meilleure stabilité peuvent être obtenues par l'utilisation d'un détecteur de phase sensible (9) pour détecter le signal, qui peut être alors observé à l'aide d'un instrument de mesure ou d'un enregistreur.

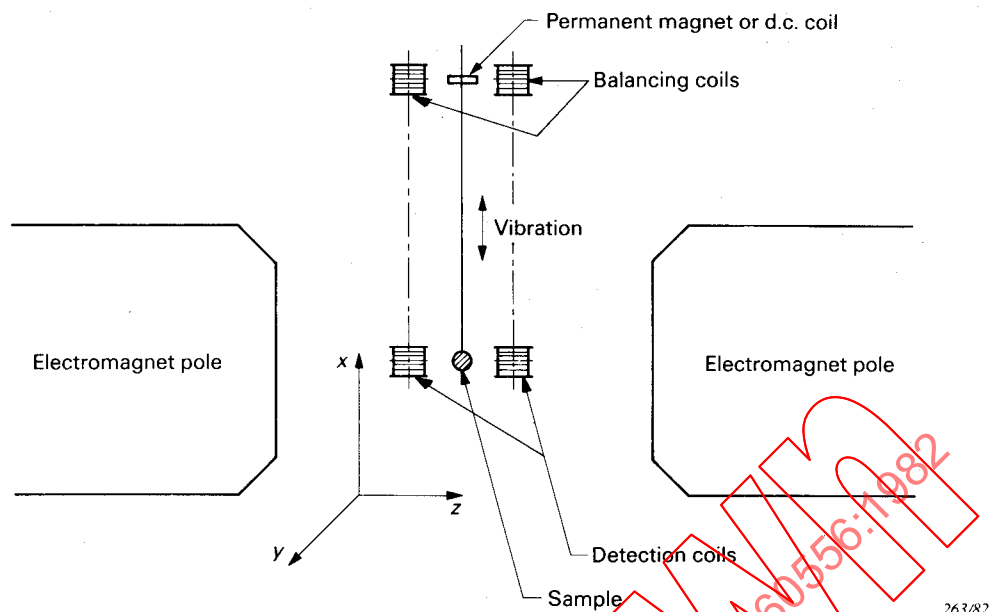


FIG. 4. — Vibrating sample method — Sample and coil arrangement.

3.6.2 The electromagnet

No precautions need be taken to counteract curvature and non-uniformity of applied field, provided that a uniformity of about 3% over the volume of the sample is maintained. A radial field of up to 1% of the longitudinal field is permissible.

The magnetostatic field shall be capable of fully saturating a spherical specimen of the material to be measured. For most microwave ferrites, a field of 300 kAm^{-1} will be adequate, but for the hexagonal, barium-based ferrites a field up to 500 kAm^{-1} may be needed. The current supply shall maintain the field stable to about 0.5%.

3.6.3 Electronic instrumentation

A schematic diagram of the electronic instrumentation is shown in Figure 5, page 21. The simplest arrangement uses only Items 1 to 8, and allows point-by-point measurements to be made at fixed temperatures. The calibrated potential divider (3) is used to balance the voltage induced in the balancing coils against that in the sample coils. The null point is observed by means of the oscilloscope (5). Magnetization is calculated from the potential divider setting.

Alternatively, the null balance may be made with the empty sample holder in position. The out-of-balance signal on insertion of a sample is then proportional to magnetization. This signal may be read directly from the meter (5) or oscilloscope. For continuous plotting of M_s as a function of temperature, an X-Y-recorder may be substituted for the oscilloscope. Greater sensitivity and better stability may be obtained by use of a phase sensitive detector (9) to detect the signal, which may then be observed by means of a meter or recorder.

Si une bobine à courant continu (12) est utilisée à la place d'un aimant permanent pour obtenir la tension d'équilibrage, l'équilibrage automatique au zéro peut être réalisé en connectant la sortie de ce détecteur de phase sensible à la bobine à courant continu. Le courant dans la bobine est alors directement proportionnel à l'aimantation.

Le courant de la bobine peut être mesuré à l'aide d'un ampèremètre à courant continu en série avec elle ou par un voltmètre à grande résistance en parallèle avec la bobine. Dans le second cas, les variations de la résistance de la bobine dues aux changements de température doivent être compatibles avec le degré de précision nécessaire pour M_s .

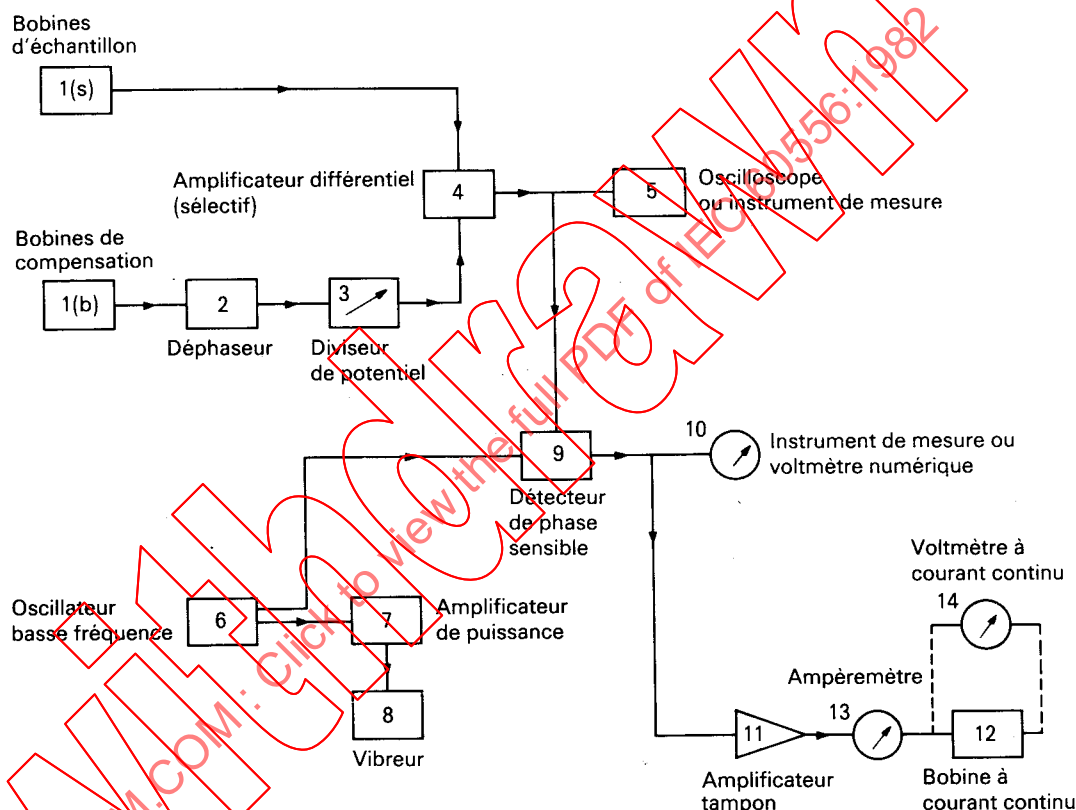


FIG. 5. — Appareillage de mesure (VSM).

Le vibreur est entraîné par un oscillateur à basse fréquence qui peut être accordable et par un amplificateur de puissance. L'amplitude de sortie de l'oscillateur et le gain de l'amplificateur de puissance doivent être suffisamment stables pour maintenir l'entraînement du vibreur à un niveau constant à moins de 0,3 % après échauffement. Si ce n'est pas possible, des moyens de stabiliser l'amplitude de vibration doivent être mis en œuvre. La fréquence de l'oscillateur doit être stable à 0,05 % après échauffement.

Le diviseur de potentiel doit être à variation continue avec une résolution de 0,01 % ou mieux et doit être étalonné à la précision requise.

If a d.c. coil (12) is used instead of a permanent magnet to obtain the balancing voltage, automatic null balancing may be achieved by feeding the output of this phase sensitive detector to the d.c. coil. The current in the coil is then directly proportional to magnetization.

The coil current may be measured by means of a d.c. ammeter in series with it, or by a high-resistance voltmeter in parallel with the coil. In the second case, variations in coil resistance due to temperature changes shall be compatible with the degree of accuracy required in M_s .

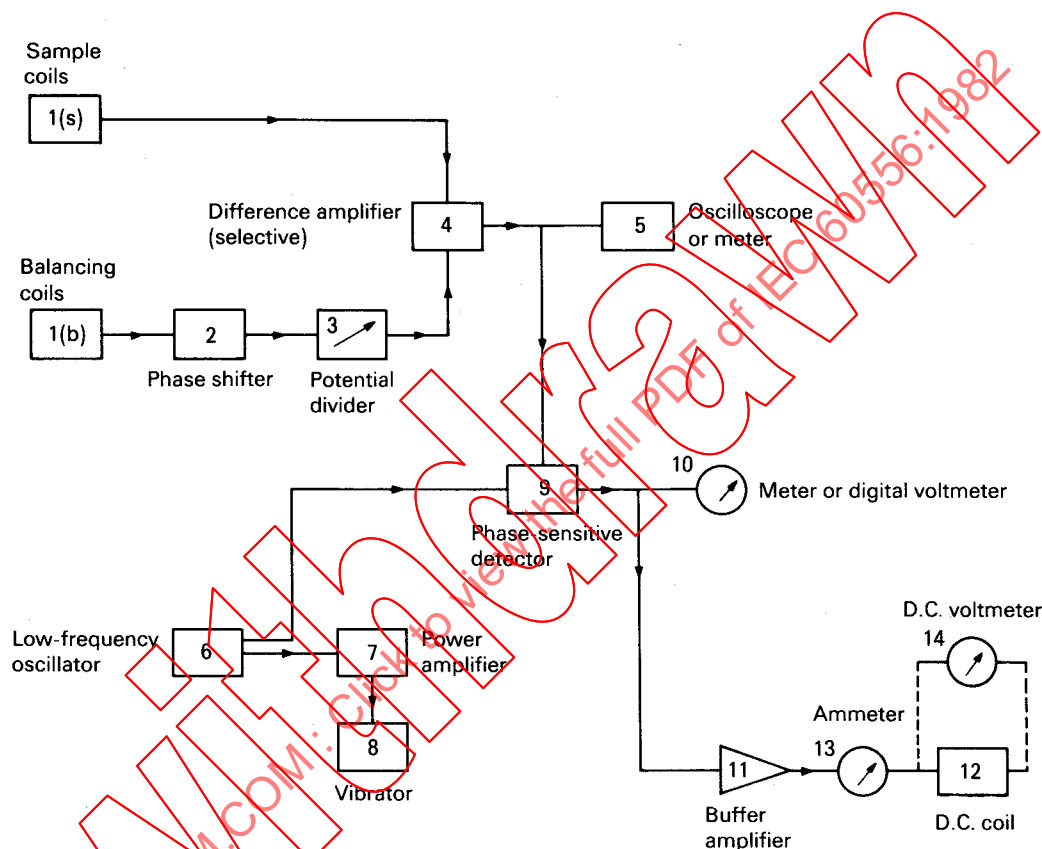


FIG. 5. — Measuring apparatus (VSM).

The vibrator is driven by a low-frequency oscillator, which may be tunable, and a power amplifier. The amplitude of the oscillator output and the gain of the power amplifier shall be sufficiently stable to maintain the drive to the vibrator at a constant level, to within 0.3% after warm-up. If this is not possible, some means of stabilizing the vibration amplitude shall be provided. The oscillator frequency shall be stable to within 0.05% after warm-up.

The potential divider shall be continuously variable with a resolution of 0.01% or better and shall be calibrated to the accuracy required.

L'amplificateur différentiel doit avoir un niveau de bruit suffisamment bas et doit comprendre un amplificateur sélectif incorporé ou séparé avec une bande de l'ordre de 3% accordée sur la fréquence de l'oscillateur. L'étage sélectif doit être accordable si l'oscillateur ne l'est pas.

Les prescriptions pour le détecteur de phase ne sont pas rigoureuses. Une résolution de 10° est adéquate. La valeur de la phase doit être indépendante de l'amplitude de l'entrée sur chaque canal.

Les instruments de mesure peuvent être du type analogique ou numérique. Quand les mesures doivent être effectuées dans un domaine de températures, un enregistreur X-Y peut être substitué à l'instrument de mesure, avec un axe fonction linéaire de l'aimantation, et l'autre fonction linéaire de la température. Tous deux doivent être étalonnés avec la précision requise. Le dispositif de mesure de la température, normalement un thermocouple, doit être en contact thermique étroit avec l'échantillon lui-même.

Tout le matériel électronique doit avoir une stabilité de température adéquate pour conserver la précision requise dans le domaine des températures ambiantes rencontrées habituellement.

3.7 Etalonnage

Les méthodes d'étalonnage suivantes sont également applicables à chacune des méthodes de la bobine vibrante ou de l'échantillon vibrant.

3.7.1 Méthode de comparaison

Cette méthode nécessite un échantillon étalon dont l'aimantation à saturation est connue avec précision. Le matériau le plus usuel comme étalon est le nickel pur, mais d'autres matériaux peuvent être utilisés si leur aimantation à saturation est connue avec suffisamment de précision.

L'échantillon étalon doit être une sphère (si les échantillons à mesurer sont des sphères) et avoir un diamètre analogue. (Si des échantillons autres que des sphères doivent être mesurés, les échantillons étalons doivent avoir des dimensions identiques.) La sphère étalon doit avoir un défaut de sphéricité inférieur à 0,5% et son diamètre moyen doit être connu à moins de 0,1%. Les sphères étalons métalliques doivent être recuites avant usage.

La densité du matériau à utiliser comme étalon doit d'abord être déterminée. La valeur généralement acceptée pour l'aimantation à saturation d'un nickel pur à 99,995% avec une densité de $8,90 \text{ g} \cdot \text{cm}^{-3}$, est $485,6 \text{ kAm}^{-1}$ à 23°C . Pour des matériaux moins denses:

$$M_s = \frac{485,6 \times \text{densité}}{8,90} \quad (\text{kAm}^{-1}) \quad (6)$$

Cependant, la valeur réelle pour un échantillon spécifique peut différer de celle-ci jusqu'à 1% (réf. [3]), suivant la pureté, l'état de contrainte, le champ appliqué ou la température ambiante. La précision de la méthode de comparaison est donc limitée.

3.7.2 Méthode de la « pente »

Cette méthode est fondée sur l'observation selon laquelle la tension induite dans les bobines de détection par un spécimen sphérique est directement proportionnelle au champ appliqué sur la partie la plus basse de la courbe d'aimantation (réf. [4]). De plus, la constante de proportionnalité est indépendante de la perméabilité pourvu que cette dernière soit suffisamment élevée.

The difference amplifier shall have a sufficiently low noise level and shall incorporate, or be followed by, a selective amplifier with a bandwidth of the order of 3%, tuned to the oscillator frequency. The selective stage shall be tunable if the oscillator is not tunable.

The requirements for the phase-sensitive detector are not stringent. A resolution of 10° is adequate. The phase setting shall be independent of the amplitude of the input to either channel.

The meters may be analogue or digital types. When measurements are to be made over a range of temperatures, an X-Y-recorder may be substituted for the meter, one axis to be a linear function of magnetization, the other a linear function of temperature. Both shall be calibrated to the accuracy required. The temperature measuring device, normally a thermocouple, shall be in close thermal contact with the sample itself.

All the electronic equipment shall have adequate temperature stability to maintain the required accuracy over the range of ambient temperatures generally encountered in use.

3.7 Calibration

The following calibration methods are equally applicable to either the vibrating coil or the vibrating sample methods.

3.7.1 Comparison method

This method calls for a standard sample whose saturation magnetization is accurately known. The most usual material for the standard is pure nickel, but other materials may be used if their saturation magnetization is known accurately enough.

The calibration sample shall be a sphere (if the samples to be measured are spheres) and be of a similar order of size. (If samples other than spheres have to be measured, calibration samples with identical dimensions shall be used.) The calibration sphere shall show a deviation from roundness of not more than 0.5% and its mean diameter shall be known to within 0.1%. Standard metallic spheres shall be fully annealed before use.

The density of the material to be used as a standard shall first be determined. The generally accepted value for the saturation magnetization of 99.995% pure nickel with a density of $8.90 \text{ g} \cdot \text{cm}^{-3}$, is 485.6 kAm^{-1} at 23°C . For less dense material:

$$M_s = \frac{485.6 \times \text{density}}{8.90} \quad (\text{kAm}^{-1}) \quad (6)$$

However, the actual value for a specific sample may differ from this by as much as 1% (ref. [3]), depending on purity, state of strain, applied field, or ambient temperature. The accuracy of the comparison method is therefore limited.

3.7.2 "Slope" method

This method is based on the observation that the voltage induced in the detection coils by a spherical specimen is directly proportional to the applied field over the lower region of the magnetization curve (ref. [4]). Furthermore, the constant of proportionality is independent of the permeability, provided that the latter is sufficiently high.

Suivant le paragraphe 3.3, la lecture du voltmètre E_x , pour un échantillon x , peut s'écrire:

$$E_x = k \cdot M_x \cdot d_x^3 \quad (7)$$

où:

M_x = aimantation de l'échantillon à une valeur (basse) du champ magnétostatique appliqué H_0

d_x = diamètre de l'échantillon

k = constante

Dans la région en dessous de la saturation, la relation (linéaire) entre M_x et H_0 est donnée par les équations suivantes:

$$M_x = (\mu_x - 1) H_i \quad (8)$$

$$H_i = H_0 - N \cdot M_x \quad (9)$$

où:

H_i = champ magnétostatique à l'intérieur de l'échantillon

μ_x = perméabilité relative de l'échantillon

N = facteur démagnétisant qui est égal à un tiers pour une sphère parfaite

L'élimination de H_i entre les équations (8) et (9) donne:

$$H_0 = \left(\frac{1}{\mu_x - 1} + N \right) M_x \quad (10)$$

L'élimination de M_x entre (7) et (10) donne:

$$E_x = k \cdot \frac{H_0}{\frac{1}{\mu_x - 1} + N} \cdot d_x^3 \quad (11)$$

La partie linéaire de la courbe de E_x en fonction de H_0 a une pente qui, selon l'équation (11), est égale à:

$$\frac{\Delta E_x}{\Delta H_0} = \frac{k \cdot d_x^3}{\frac{1}{\mu_x - 1} + N} \quad (12)$$

Si μ_x est suffisamment élevé, par exemple 2 000, le premier terme au dénominateur peut être négligé devant N , et le paramètre k peut s'exprimer comme:

$$k = \frac{\frac{\Delta E_x}{\Delta H_0}}{3 \cdot d_x^3} \quad (13)$$

avec une erreur de 0,15%.

Un défaut de sphéricité de 0,25% conduit à une erreur maximale sur N de 0,25% (réf. [3]).

La valeur de k ainsi obtenue, en utilisant un échantillon étalon à haute perméabilité, peut être introduite dans l'équation (7) pour être ensuite appliquée à l'échantillon inconnu à saturation. L'aimantation à saturation de l'échantillon inconnu M_{su} est, à 0,4% près, donnée par:

$$M_{su} = \frac{E_{su}}{k \cdot d_u^3} = E_{su} \cdot \frac{3d_c^3}{\frac{\Delta E_c}{\Delta H_0} \cdot d_u^3} \quad (14)$$

où:

E_{su} = lecture du voltmètre pour l'échantillon inconnu saturé. Les indices c et u se réfèrent respectivement à l'échantillon étalon et à l'échantillon inconnu

Cette méthode ne requiert pas d'échantillon étalon absolu.

According to Sub-clause 3.3, the voltmeter reading E_x , for any sample x , can be written:

$$E_x = k \cdot M_x \cdot d_x^3 \quad (7)$$

where:

M_x = magnetization of the sample at a (low) value of applied magnetostatic field strength H_0

d_x = sample diameter

k = constant

In the region below saturation, the (linear) relationship between M_x and H_0 is given by the following equations:

$$M_x = (\mu_x - 1) H_i \quad (8)$$

$$H_i = H_0 - N \cdot M_x \quad (9)$$

where:

H_i = magnetostatic field strength inside the sample

μ_x = relative permeability of the sample

N = demagnetization factor which is equal to one-third for a perfect sphere

Elimination of H_i between equations (8) and (9) yields:

$$H_0 = \left(\frac{1}{\mu_x - 1} + N \right) M_x \quad (10)$$

Elimination of M_x between equations (7) and (10) yields:

$$E_x = k \cdot \frac{H_0}{\frac{1}{\mu_x - 1} + N} \cdot d_x^3 \quad (11)$$

The linear part of the graph of E_x as a function of H_0 has a slope which, according to equation (11), is equal to:

$$\frac{\Delta E_x}{\Delta H_0} = \frac{k \cdot d_x^3}{\frac{1}{\mu_x - 1} + N} \quad (12)$$

If μ_x is sufficiently high, e.g. 2000, the first term in the denominator can be neglected in comparison with N , and the parameter k can be expressed as:

$$k = \frac{\Delta E_x}{\Delta H_0} \cdot \frac{3}{d_x^3} \quad (13)$$

to within an error of 0.15%.

A deviation from roundness of 0.25% leads to a maximum error in N of 0.25% (ref. [3]).

The value of k thus obtained, using a high-permeability calibration sample, can be inserted into equation (7) which is subsequently applied to the unknown sample, at saturation. The saturation magnetization of the unknown sample M_{su} is, to within 0.4%, given by:

$$M_{su} = \frac{E_{su}}{k \cdot d_u^3} = E_{su} \cdot \frac{3d_c^3}{\frac{\Delta E_c}{\Delta H_0} \cdot d_u^3} \quad (14)$$

where:

E_{su} = voltmeter reading for the saturated unknown sample and subscripts c and u refer to the calibration sample and unknown sample, respectively

This method does not require an absolute calibration standard.

3.8 Procédure de mesure

3.8.1 Remise à zéro — Méthode de la bobine vibrante

Le courant de l'électro-aimant est établi avec le support d'échantillon vide entre les pôles. Les bobines de détection sont mises en vibration. L'atténuateur et le déphaseur sont réglés pour obtenir un signal de sortie minimal de l'amplificateur sélectif, d'après l'observation sur l'oscilloscope.

Le champ appliqué est alors modifié et les valeurs de l'atténuation et du déphasage sont contrôlées. Si elles ont changé de façon significative, la position des bobines est ajustée et la remise à zéro effectuée jusqu'à ce qu'une position soit trouvée pour laquelle la remise à zéro soit suffisamment indépendante du champ appliqué dans le domaine intéressant.

Un échantillon étalon est placé sur le support et le détecteur de phase réglé jusqu'à ce qu'une indication maximale soit obtenue sur le voltmètre.

3.8.2 Remise à zéro — Méthode de l'échantillon vibrant

Les bobines de compensation sont d'abord rendues aussi insensibles que possible à la position exacte de l'aimant de référence (ou de la bobine à courant continu). En l'absence de tout signal venant des bobines de détection, les bobines de compensation sont tournées autour de l'axe x de façon à obtenir le signal de sortie maximal. Elles sont alors réglées dans la direction z pour une sortie minimale, dans la direction y pour une sortie maximale et dans la direction x pour une sortie maximale (si les bobines sont courtes) ou minimale (si elles sont longues). La sortie est ainsi indépendante de petits changements dans la position de l'aimant.

Les bobines de compensation sont alors fermement fixées en position et les réglages ci-dessus ne sont normalement pas répétés.

Un échantillon est placé dans le support et des réglages similaires sont effectués pour les bobines d'échantillon en l'absence de signal provenant des bobines de compensation.

3.8.3 Mesure

Tout le matériel électronique doit être mis sous tension au moins 30 min avant de commencer les mesures pour lui permettre de se stabiliser à la température ambiante. La lecture du zéro est contrôlée avec le support d'échantillon vide et l'appareillage est réglé si nécessaire.

Un échantillon étalon est placé dans le support et la lecture contrôlée pour s'assurer que tout est correct pour ce spécimen particulier à la température ambiante.

Le diamètre de l'échantillon sphérique est mesuré en effectuant au moins cinq mesures séparées au micromètre ou au microscope. Le défaut de sphéricité est calculé suivant l'équation (5).

L'échantillon est fixé dans le support et le champ appliqué, établi à la valeur désirée.

Dans le cas V.S.M., le diviseur de potentiel est réglé pour obtenir une lecture nulle sur l'oscilloscope ou, si le zéro a été obtenu, avec le support d'échantillon vide, la lecture de l'instrument de mesure est notée. Si on utilise un équilibrage à zéro automatique avec une bobine à courant continu, on note le courant des bobines.

Dans le cas V.C.M., on note la lecture de l'instrument de mesure.

La température de l'échantillon est aussi observée. Si des mesures doivent être effectuées sur un domaine de températures, la température est établie à la plus basse valeur à utiliser, en laissant suffisamment de temps pour que l'enceinte thermique se stabilise, puis élevée à une vitesse ne dépassant pas 3 °C/min, jusqu'à ce que le domaine total de températures intéressant ait été couvert.

3.8 *Measuring procedure*

3.8.1 *Zero setting — Vibrating coil method*

The electromagnet current is switched on, with the empty sample holder between the poles. The detection coils are allowed to vibrate. The attenuator and phase shifter are adjusted to obtain a minimum output from the selective amplifier, as observed on the oscilloscope.

The applied field is then altered and the attenuator and phase shifter settings checked. If these have changed significantly, the location of the coils is adjusted and the zero re-set, until a position is found at which the zero setting is sufficiently independent of applied field over the range of interest.

A calibration sample is placed in the holder and the phase sensitive detector adjusted until a maximum reading is obtained on the voltmeter.

3.8.2 *Zero setting — Vibrating sample method*

The balancing coils are first made as insensitive as possible to the exact position of the reference magnet (or d.c. coil). In the absence of any signal from the detection coils, the balancing coils are rotated about the *x*-axis for maximum output. They are then adjusted in the *z*-direction for minimum output, in the *y*-direction for maximum output and the *x*-direction for a maximum (if the coils are short) or minimum (if they are long). The output is now independent of small changes in the position of the magnet.

The balancing coils are then firmly fixed in position and the above adjustments are not normally repeated.

A sample is placed in the holder and similar adjustments carried out for the sample coil in the absence of a signal from the balancing coils.

3.8.3 *Measurement*

All the electronic equipment shall be switched on at least 30 min before starting measurements, to allow it to stabilize at the ambient temperature. The zero reading is checked with the sample holder empty and the apparatus adjusted if necessary.

A calibration sample is placed in the holder and the reading checked to ensure that it is correct for that particular specimen at the ambient temperature.

The diameter of the spherical sample is measured making at least five separate micrometer or microscope measurements. The deviation from roundness is calculated according to equation (5).

The sample is fixed in the holder and the applied field set to the required value.

In the V.S.M. case, the potential divider setting is adjusted to obtain a null reading on the oscilloscope or, alternatively, if the null has been obtained for the empty sample holder, the meter reading is noted. If automatic null balancing with a d.c. coil is being used, the coil current is observed.

In the V.C.M. case, the meter reading is noted.

The temperature of the sample is also observed. If measurements are to be made over a range of temperatures, the temperature is set to the lowest value to be used, allowing enough time for the environmental chamber to stabilize, and then increased at not more than 3 °C/min until the whole temperature range of interest has been covered.

3.9 Calcul

Les valeurs lues sont converties en valeurs d'aimantation en utilisant les équations (4) ou (14), suivant que la méthode d'étalonnage employée est celle qui est décrite au paragraphe 3.7.1 ou au paragraphe 3.7.2.

3.10 Précision

La précision des méthodes VCM ou VSM dépend de la méthode d'étalonnage. Si on utilise la méthode de comparaison, une erreur systématique allant jusqu'à 1 % peut s'introduire à cause de l'incertitude sur l'aimantation de l'échantillon étalon. La méthode de la pente est un peu meilleure puisque la valeur absolue de M_c n'est pas nécessaire. Dans ce cas, l'erreur due à l'incertitude de l'étalonnage peut être maintenue inférieure à 0,5 %.

L'erreur relative pour VCM est typiquement $\pm 3\%$.

L'erreur relative pour VSM est typiquement $\pm 1,5\%$.

Ces erreurs relatives dépendent de la valeur M_s et sont plus grandes pour des valeurs faibles de l'aimantation à saturation.

3.11 Présentation des données

Les valeurs M_s obtenues par l'une ou l'autre méthode doivent être indiquées comme suit:

Aimantation à saturation à une température de θ °C = M kAm⁻¹ \pm erreur estimée, où le nombre M est donné à trois chiffres significatifs.

Si M_s a été mesuré en fonction de la température, la courbe réelle doit être donnée avec une estimation de la précision à la fois sur M_s et sur les mesures de température.

Le rapport doit aussi contenir l'identification complète de l'échantillon.

3.12 Références

- [1] D. O. Smith: *Rev. Sci. Instr.*, 27, 261, 1956.
- [2] K. Dwight, N. Ményuk et D. O. Smith: *J. Appl. Phys.*, 29, 491, 1958.
- [3] W. E. Case et R. D. Harrington: *J. Res. NBS.*, 70C, 255, 1966.
- [4] N. Frederick: *Proc. IRE.*, 49, 1499, 1961.
- [5] S. Foner: *Rev. Sci. Instr.*, 30, 548, 1959.

4. Aimantation (à une intensité de champ spécifiée) M_H

4.1 Introduction

Pour le calcul théorique des composantes de la perméabilité tensorielle, il est nécessaire de connaître l'aimantation à saturation du matériau (voir Publication 50(901) de la CEI). Cependant, en général, le matériau ferrite dans un composant hyperfréquence n'est pas complètement saturé.

Par exemple, dans les dispositifs récemment développés dits « en mode rémanent », la ferrite est dans un état de rémanence. Il a donc été recherché une méthode par laquelle on peut obtenir une information plus générale sur les propriétés de cycles d'hystérésis d'un matériau. L'applicabilité de cette méthode est quelque peu limitée par le fait que le spécimen d'essai doit être un tore, ou au moins qu'il doit former un circuit magnétique fermé qui peut être assimilé, avec une précision suffisante, à un tore équivalent.

3.9 Calculation

The readings are converted into values of magnetization, using either equation (4) or (14) according to whether the calibration method was as described in Sub-clause 3.7.1 or 3.7.2.

3.10 Accuracy

The accuracy of either VCM or VSM depends on the method of calibration. If the comparison method is used, a systematic error of up to 1% may be introduced because of uncertainty in the magnetization of the calibration sample. The slope method is somewhat better because the absolute value of M_c is not needed. In that case, the error due to uncertainty in the calibration may be kept to less than 0.5%.

The relative error for the VCM is typically $\pm 3\%$.

The relative error for the VSM is typically $\pm 1.5\%$.

The relative errors depend on the value of M_s , being greater for low values of saturation magnetization.

3.11 Data presentation

Values of M_s obtained by either method shall be quoted as follows:

Saturation magnetization at a temperature of $\theta^\circ\text{C} = M \text{ kAm}^{-1} \pm \text{estimated error}$, where the number M is given to three significant figures.

If M_s has been plotted as a function of temperature, the actual curve shall be given together with an estimate of the accuracy of both M_s and temperature measurements.

The report shall also include the unique identity of the sample.

3.12 References

- [1] D. O. Smith: *Rev. Sci. Instr.*, **27**, 261, 1956.
- [2] K. Dwight, N. Menyuk and D. O. Smith: *J. Appl. Phys.*, **29**, 491, 1958.
- [3] W. E. Case and R. D. Harrington: *J. Res. NBS.*, **70C**, 255, 1966.
- [4] N. Frederick: *Proc. IRE.*, **49**, 1499, 1961.
- [5] S. Foner: *Rev. Sci. Instr.*, **30**, 548, 1959.

4. Magnetization (at specified field strength) M_H

4.1 Introduction

For theoretical computations of tensor permeability components, knowledge of the saturation magnetization of the material is necessary (see IEC Publication 50(901)). However, in general, the ferrite material in a microwave component is not completely saturated.

For example, in the recently developed so-called latching devices, the ferrite is in a state of remanence. Therefore, a method has been sought whereby more general information on the hysteresis loop properties of a material can be obtained. The applicability of this method is somewhat limited by the fact that the test specimen has to be a toroid, or at least a closed magnetic circuit that can, with sufficient accuracy, be expressed in terms of an equivalent toroid.

4.2 Objet

La méthode de mesure décrite a été avant tout mise au point en vue de mesurer l'aimantation. Cependant, elle permet aussi la mesure simultanée d'un certain nombre d'autres propriétés magnétiques, par exemple l'aimantation rémanente et la coercitivité quand le matériau est soumis à un champ magnétique périodique. Le « rapport de rectangularité », M_r/M_H , du matériau peut être calculé et le cycle d'hystérésis peut être affiché continuellement sur un oscilloscope pendant les mesures. Ce dernier fait permet de contrôler qualitativement la sensibilité du matériau aux efforts mécaniques.

En plaçant le spécimen d'essai dans une enceinte d'essai programmée en température, toutes les quantités peuvent être obtenues en fonction de la température. Pour un domaine de températures balayé suffisant, la température de Curie et, pour certains matériaux, la température de compensation peuvent être déterminées.

4.3 Théorie

Dans un tore de ferrite, la relation suivante existe entre l'induction magnétique B , l'aimantation M et l'intensité du champ H :

$$B = \mu_0 (H + M) \quad (15)$$

où:

μ_0 = constante magnétique

Si le rapport du diamètre extérieur au diamètre intérieur du tore est voisin de l'unité, toutes les valeurs de champ peuvent raisonnablement être supposées constantes dans la section transversale du tore.

Si H varie périodiquement et symétriquement et que B est mesuré simultanément et inscrit en fonction de H dans un système de coordonnées cartésien, on obtient un cycle $B(H)$ dynamique (figure 6a). Cette courbe peut être transformée en un cycle $M(H)$ en soustrayant de B une quantité égale à $\mu_0 H$ et en divisant par μ_0 (figure 6b). Si la variation de H est suffisamment grande, la hauteur de la courbe devient indépendante de tout accroissement ultérieur de H et égale à l'aimantation à saturation M_s . Dans ce cas, les intersections du cycle avec l'axe des H correspondent à la coercitivité cyclique H'_{cJ} .

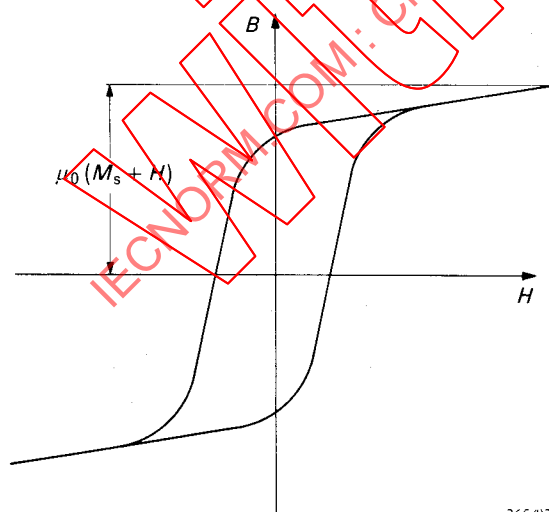


Figure 6a

265/82

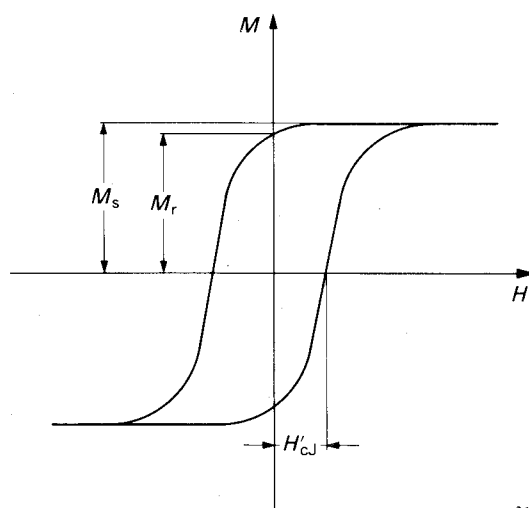


Figure 6b

266/82

FIG. 6. — Courbes d'hystérésis pour un matériau magnétique — 6a: courbe $B(H)$ — 6b: courbe $M(H)$.

4.2 Object

The measuring method to be described has been developed primarily in order to measure magnetization. However, it also permits simultaneous measurement of a number of other magnetic properties, for instance remanent magnetization and coercivity when the material is in a cyclic magnetic condition. The "squareness ratio", M_r/M_H , of the material may be calculated, and the hysteresis loop can be continuously displayed on an oscilloscope during measurements. The latter fact enables the sensitivity of the material to mechanical stress to be checked qualitatively.

By placing the test specimen in a programmed temperature test chamber all quantities can be obtained as functions of temperature. By allowing for a sufficient temperature sweep range, the Curie temperature and, for certain materials, the compensation temperature may be determined.

4.3 Theory

In a ferrite toroid, the following relation between flux density B , magnetization M and field strength H is valid:

$$B = \mu_0 (H + M) \quad (15)$$

where:

μ_0 = the magnetic constant

If the ratio of outer to inner diameter of the toroid is close to unity, all the field quantities can be assumed to be reasonably constant over the toroid cross-section.

If H is varied periodically and symmetrically and B is measured simultaneously and plotted as a function of H in a Cartesian co-ordinate system, a dynamic $B(H)$ loop is obtained (Figure 6a). This curve can be changed into an $M(H)$ loop by subtracting from B a quantity equal to $\mu_0 H$ and dividing by μ_0 (Figure 6b). If the variation in H is sufficiently large, the height of the curve becomes independent of any further increase in H and equal to M_s . In this case, the intercepts of the loop with the H -axis correspond to the cyclic coercivity H'_{cJ} .

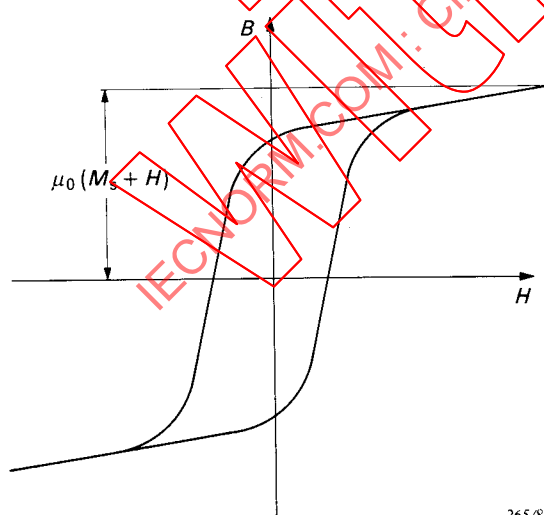


Figure 6a

265/82

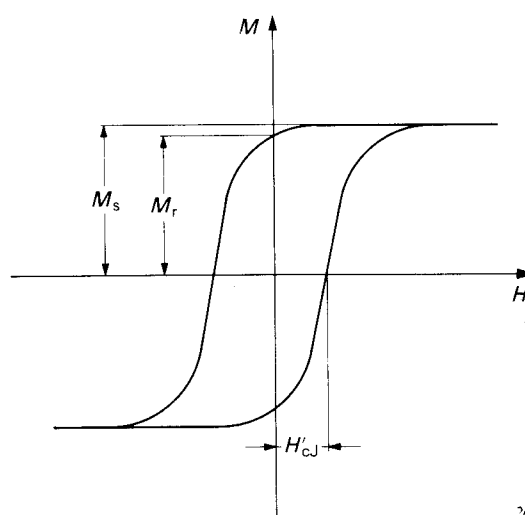


Figure 6b

266/82

FIG. 6. — Hysteresis curves for a magnetic material — 6a: $B(H)$ curve — 6b: $M(H)$ curve.

Si un enroulement formé de N_1 tours est uniformément réparti sur un noyau torique ayant une section transversale rectangulaire, un courant I parcourant cet enroulement donne naissance à un champ magnétique à l'intérieur du noyau ayant une valeur moyenne égale à:

$$H = \frac{N_1 I}{2\pi r_m} \quad (16)$$

où r_m est le rayon moyen du noyau calculé suivant:

$$r_m = \frac{\log_e \frac{r_2}{r_1}}{\frac{1}{r_1} - \frac{1}{r_2}} \quad (17)$$

où r_1 et r_2 sont respectivement les rayons intérieurs et extérieurs du tore (voir Publication 205 de la CEI: Calcul des paramètres effectifs des pièces ferromagnétiques).

Si un enroulement secondaire formé de N_2 tours est uniformément réparti sur le même noyau, une force électromotrice E , proportionnelle à la dérivée par rapport au temps de l'induction magnétique dans le noyau, est induite dans cet enroulement:

$$E = -k \cdot \frac{dB}{dt} \quad (18)$$

où:

$$k = N_2 A_e$$

A_e = section transversale effective du spécimen, définie au paragraphe 4.5

Si les deux mêmes enroulements sont placés sur un noyau non magnétique, la tension induite est proportionnelle à la dérivée par rapport au temps de l'intensité de champ:

$$E' = -k \cdot \mu_0 \cdot \frac{dH}{dt} \quad (19)$$

Les dispositions décrites ci-dessus correspondent respectivement à un transformateur à noyau de ferrite et à noyau d'air. Si deux transformateurs de ce genre, un de chaque sorte, sont connectés en série opposition, comme indiqué sur la figure 7, page 34, la tension totale de sortie U est égale à:

$$U = E - E' = -k \left(\frac{dB}{dt} - \mu_0 \frac{dH}{dt} \right) \quad (20)$$

d'où:

$$U = -k \cdot \mu_0 \cdot \frac{dM}{dt} \quad (21)$$

En intégrant la tension U , on peut obtenir une intégrale tension-temps proportionnelle à M . Ainsi, puisque H est proportionnelle à I , il existe deux quantités électriques qui peuvent être utilisées pour donner une représentation analogique du cycle $M(H)$.

If a winding consisting of N_1 turns is uniformly distributed over a toroidal core having rectangular cross-section, a current I through that winding gives rise to a magnetic field inside the core with a mean value equal to:

$$H = \frac{N_1 I}{2\pi r_m} \quad (16)$$

where r_m is the mean radius of the core calculated as:

$$r_m = \frac{\log_e \frac{r_2}{r_1}}{\frac{1}{r_1} - \frac{1}{r_2}} \quad (17)$$

where r_1 and r_2 are the inner and outer radii of the toroid, respectively (see IEC Publication 205: Calculation of the Effective Parameters of Magnetic Piece Parts).

If a secondary winding of N_2 turns is uniformly distributed over the same core, an electromotive force E , proportional to the time derivative of the flux density in the core is induced in that winding:

$$E = -k \cdot \frac{dB}{dt} \quad (18)$$

where:

$$k = N_2 A_e$$

A_e = effective cross-section of the specimen, as defined in Sub-clause 4.5

Had the same two windings been placed on a non-magnetic core, the induced voltage would have been proportional to the time derivative of the field strength:

$$E' = -k \cdot \mu_0 \cdot \frac{dH}{dt} \quad (19)$$

The arrangements described above correspond to a ferrite-core and an air-core transformer, respectively. If two such transformers, one of either kind, are connected in series opposition, as shown in Figure 7, page 35, the total output voltage U is equal to:

$$U = E - E' = -k \left(\frac{dB}{dt} - \mu_0 \frac{dH}{dt} \right) \quad (20)$$

whence:

$$U = -k \cdot \mu_0 \cdot \frac{dM}{dt} \quad (21)$$

By integrating the voltage U , a voltage-time integral proportional to M can be obtained. Thus, since H is proportional to I , there are two electrical quantities that may be used to give an analogue representation of the $M(H)$ loop.

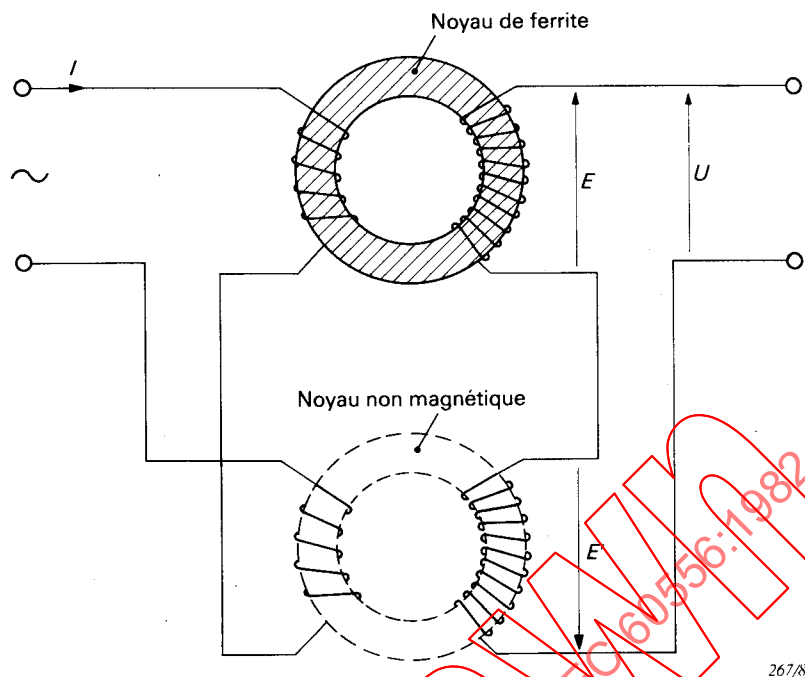


FIG. 7. — Echantillon d'essai avec unité de compensation.

4.4 Spécimen d'essai

Un tore est fait à partir du matériau à étudier. Un exemple de dimensions convenables pour le tore est donné à la figure 8. Les dimensions peuvent être légèrement changées, mais le rapport du diamètre intérieur au diamètre extérieur doit toujours dépasser 0,7.

Une petite portion d'un des côtés plats du spécimen est argentée. Une préparation argentée convenable devra, après séchage, montrer une bonne adhérence et une bonne soudabilité.

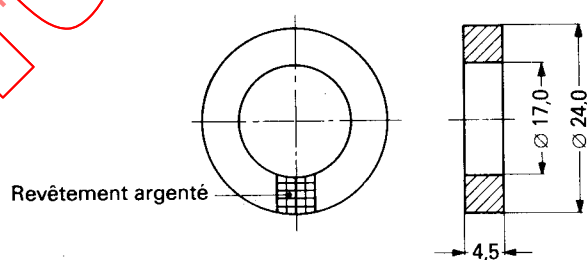


FIG. 8. — Spécimen d'essai (dimensions en millimètres).

Une soudure à haut point de fusion (point de fusion approximativement à 310 °C) est préparée en faisant un alliage d'environ 90% en poids de plomb et le reste en étain. Cet alliage, qui peut être utilisé de la même façon qu'une soudure ordinaire, est employé pour fixer un thermocouple (cuivre-constantan) sur la portion argentée du noyau. Ce thermocouple mesure la température réelle du noyau avec une précision suffisante. Un revêtement protecteur peut être appliqué à la jonction thermocouple pour minimiser les effets de radiation directe de chaleur.

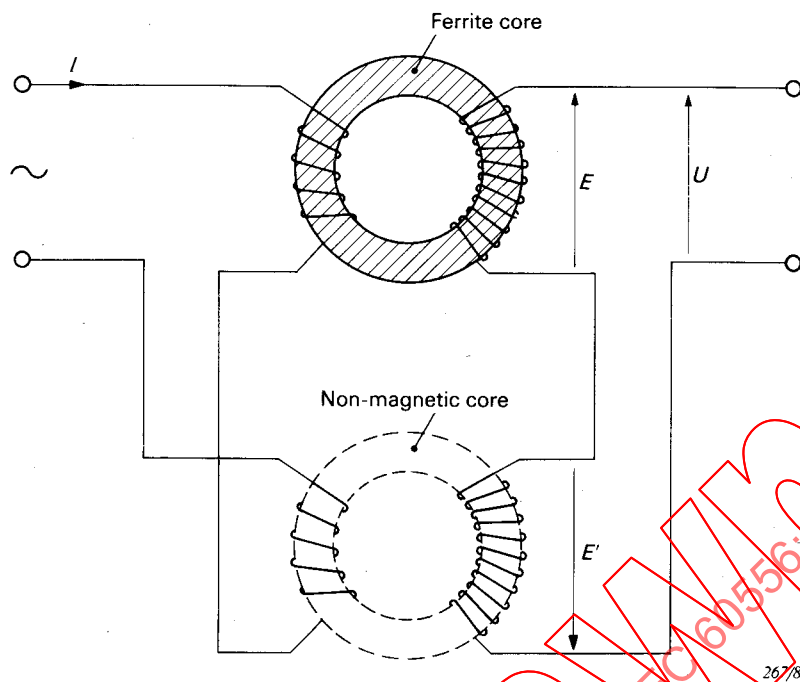


FIG. 7. — Test sample with compensation unit.

4.4 Test specimen

A toroid is made from the material to be investigated. An example of suitable dimensions for the toroid is given in Figure 8. The dimensions may be slightly changed, but the ratio of inner to outer diameter shall always exceed 0.7.

A minor portion of one of the flat sides of the specimen is silver-coated. A suitable silver preparation should show good adhesion and solderability after curing.

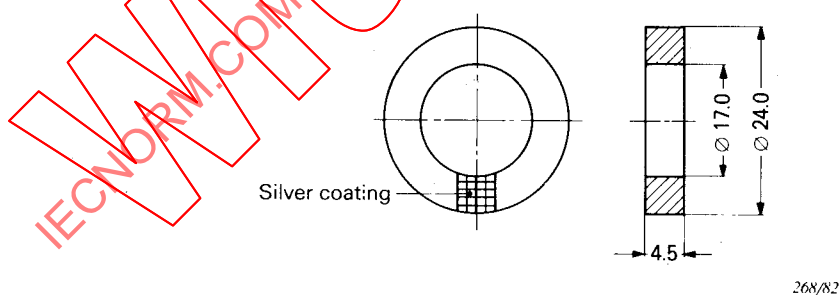


FIG. 8. — Test specimen (dimensions in millimetres).

A high melting-point solder (melting-point approximately 310 °C) is prepared by making an alloy of about 90% by weight of lead and the remainder tin. This alloy, which can be used in the same way as ordinary solder, is used to fix a thermocouple (copper-constantan) to the silver-coated portion of the core surface. This thermocouple measures the real core temperature with sufficient accuracy. Some sort of protective coating may be applied to the thermocouple junction to minimize direct heat radiation pick-up.

L'échauffement (tel que celui rencontré durant le séchage de l'argent ou la soudure) peut être préjudiciable à certains matériaux ferrites. Si tel est le cas, on examinera d'autres moyens d'assurer un bon contact thermique avec le thermocouple.

L'étape suivante consiste à placer deux enroulements sur le noyau: le premier est la bobine de recherche, consistant en une couche unique contenant 200 tours de fil de cuivre de 0,2 mm de diamètre, isolé avec une laque résistant à la chaleur telle qu'un polyamide. L'enroulement sera distribué aussi également que possible sur le noyau en excluant seulement la partie argentée. Ensuite, la bobine d'excitation sera enroulée par-dessus la bobine de recherche. La bobine d'excitation consiste en 70 tours d'un fil de cuivre de 0,5 mm de diamètre, isolé avec une laque résistant à la chaleur. Les valeurs données ci-dessus seront seulement prises comme exemple; d'autres nombres de tours peuvent aussi être utilisés à condition qu'il en soit tenu compte dans les calculs.

4.5 Appareillage de mesure

Le spécimen d'essai et un transformateur similaire (unité de compensation), bobiné sur un noyau non magnétique de mêmes dimensions que le tore de ferrite, sont connectés à un circuit de mesure comme l'indique la figure 9. Une alimentation délivrant une tension sinusoïdale de 0 V à 5 V efficaces, de fréquence inférieure ou égale à 60 Hz, est connectée aux enroulements primaires à travers une résistance R_i . La résistance est faite d'une courte longueur de fil de constantan et a, dans l'exemple donné ici, une valeur de $0,0963 \Omega$. (En y prenant soin, on peut augmenter quelque peu la résistance de façon à permettre une sensibilité moins grande de l'entrée X de l'oscilloscope.) La chute de tension à travers la résistance U_x est envoyée à l'entrée horizontale d'un oscilloscope. Le spécimen d'essai est placé dans une enceinte d'essai programmée en température à 0°C . Le signal de l'oscilloscope est envoyé à l'entrée X d'un oscilloscope. Le signal de l'oscilloscope est envoyé à l'entrée X d'un oscilloscope.

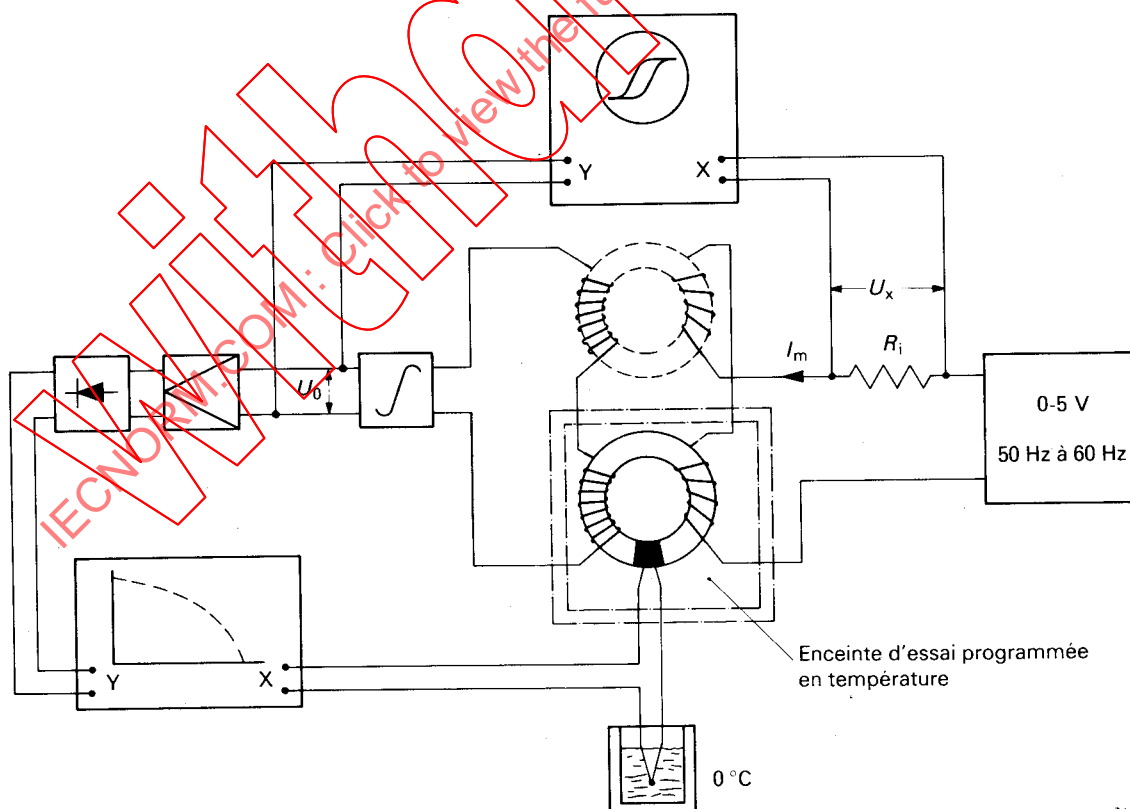


FIG. 9. — Circuit de mesure pour la détermination de l'aimantation (à une intensité de champ spécifié) M_H .

Heating (such as during silver curing or soldering) may be harmful to certain ferrite materials. If this is the case, other means for assuring good thermal contact with the thermocouple should be considered.

The next step is to place two windings on the core: the first is the search coil, consisting of a single layer containing 200 turns of 0.2 mm diameter copper wire, insulated with a heat resistant lacquer such as polyamide. The winding should be spread as evenly as possible over the core excluding only the silver-coated part. Then the drive coil is wound on top of the search coil. The drive coil consists of 70 turns of 0.5 mm diameter copper wire, insulated with heat resistant lacquer. The figures given above should be taken as examples only; other numbers of turns may equally well be used provided that they are taken into account in the calculations.

4.5 Measuring apparatus

The test specimen and a similar transformer (compensation unit), wound on a non-magnetic core of the same dimensions as the ferrite toroid, are connected to a measuring circuit as shown in Figure 9. A sinusoidal power source delivering 0 V to 5 V r.m.s. with a frequency less than or equal to 60 Hz is connected to the primary windings through a resistor R_i . The resistor is made of a short length of constantan wire and has, in the example given here, a resistance of 0.0963 Ω . (If care is exercised, the resistance may be increased somewhat to allow for a lower sensitivity of the oscilloscope X input.) The voltage drop across the resistor U_x is fed to the horizontal input of an oscilloscope.

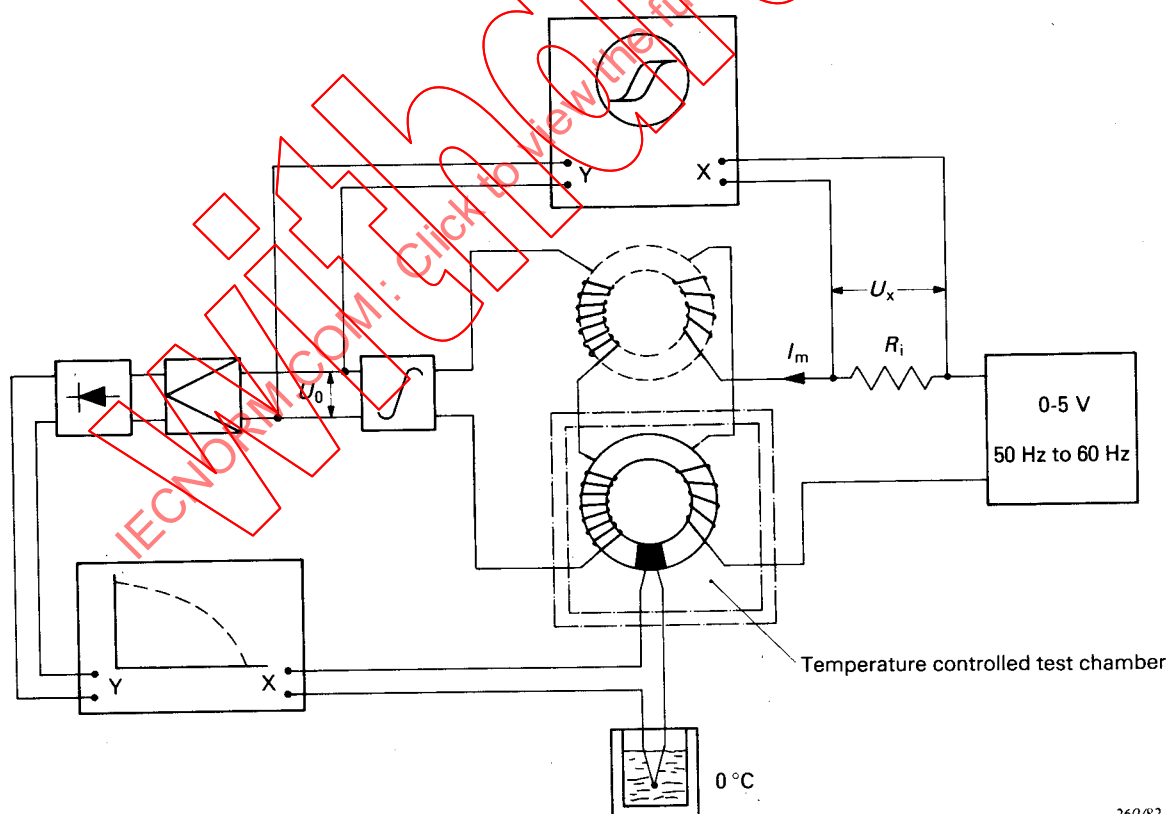


FIG. 9. — Measuring circuit for determining magnetization (at specified field strength) M_H .

Cette tension est proportionnelle au courant d'excitation I_m et donc à l'intensité du champ magnétique H_m . Il s'ensuit que:

$$U_x = I_m \cdot R_i = \frac{H_m l_m}{N_1} R_i \quad (22)$$

où:

l_m = longueur moyenne de parcours du flux

N_1 = nombre de tours primaires

Un signal d'entrée de 1 V correspond à une intensité de champ égale à:

$$H_m = \frac{N_1}{l_m \cdot R_i} \quad (23)$$

ou, avec les chiffres utilisés dans l'exemple cité, $11,51 \times 10^3 \text{ Am}^{-1}$.

Donc, une tension d'entrée de l'oscilloscope de 1 mV correspond à une intensité de champ de $11,51 \text{ Am}^{-1}$.

La tension de sortie des deux enroulements secondaires, connectés en série, est proportionnelle à la dérivée par rapport au temps de M . Pour obtenir un signal proportionnel à M , elle doit être intégrée, ce qui est fait dans un intégrateur de Miller.

Un intégrateur de Miller peut être construit à l'aide d'un amplificateur opérationnel suivant la figure 10:

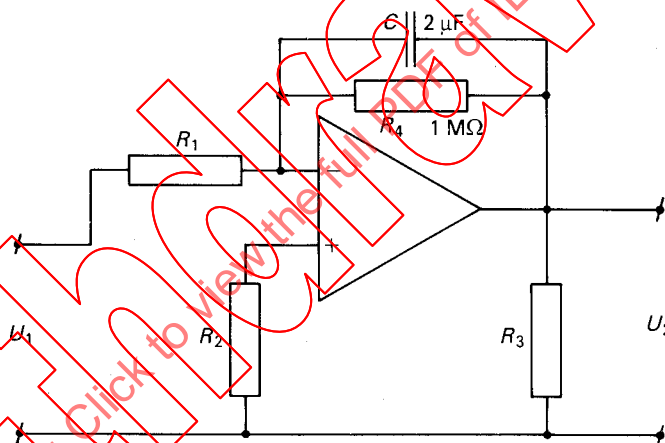


FIG. 10. — Intégrateur de Miller.

270/82

Pour que l'intégrateur donne des performances satisfaisantes, sa constante de temps effective $RC \times G$ (où G est le gain de l'amplificateur) doit dépasser l'inverse de la valeur de la fréquence de mesure d'un facteur d'au moins 100. On vérifiera également que l'intégrateur n'introduit pas de déphasage à basse fréquence.

La tension de sortie de l'intégrateur est égale à:

$$U_2 = \frac{\mu_0 M N_2 A_e}{R_1 C} \cdot \frac{G}{G + 1} \quad (24)$$

où:

$$A_e = \frac{h \cdot \left(\log_e \frac{r_2}{r_1} \right)^2}{\frac{1}{r_1} - \frac{1}{r_2}} \quad (25)$$

est la surface de la section transversale effective du noyau et N_2 est le nombre de tours secondaires.

This voltage is proportional to the drive current I_m and hence to the magnetic field strength H_m . It follows that:

$$U_x = I_m \cdot R_i = \frac{H_m l_m}{N_1} R_i \quad (22)$$

where:

l_m = mean flux path length

N_1 = number of primary turns

An input signal of 1 V corresponds to a field strength equal to:

$$H_m = \frac{N_1}{l_m \cdot R_i} \quad (23)$$

or, with the figures used in the example quoted, $11.51 \times 10^3 \text{ Am}^{-1}$.

Therefore, an oscilloscope input voltage of 1 mV corresponds to a field strength of 11.51 Am^{-1} .

The output voltage from the two secondary windings, connected in series, is proportional to the time derivative of M . To obtain a signal proportional to M , it has to be integrated, which is done in a Miller integrator.

A Miller integrator may be built with the aid of an operational amplifier according to Figure 10:

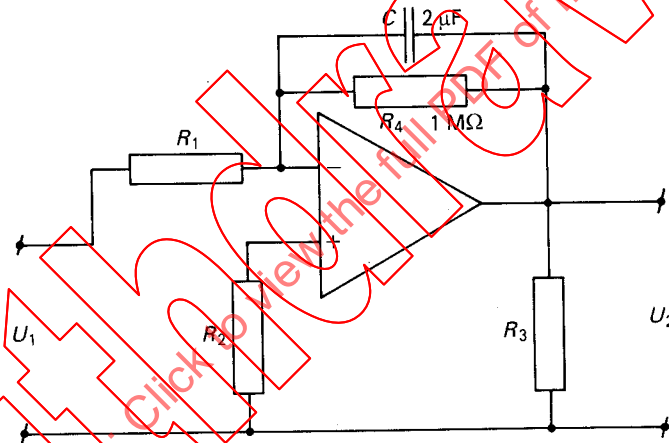


FIG. 10. — Miller integrator.

270/82

In order to have satisfactory performance from the integrator, its effective time constant $RC \times G$ (where G is the amplifier gain) shall exceed the reciprocal of the measuring frequency by a factor of at least 100. It should also be checked that the integrator does not introduce phase shift at low frequency.

The integrator output voltage is equal to:

$$U_2 = \frac{\mu_0 M N_2 A_e}{R_1 C} \cdot \frac{G}{G + 1} \quad (24)$$

where:

$$A_e = \frac{h \cdot \left(\log_e \frac{r_2}{r_1} \right)^2}{\frac{1}{r_1} - \frac{1}{r_2}} \quad (25)$$

is the effective cross-sectional area of the core and N_2 is the number of secondary turns.

Ce signal U_2 est envoyé à l'entrée verticale de l'oscilloscope. En règle générale, une tension d'entrée de 1 mV correspond à une valeur de M_H d'environ 2 kAm^{-1} .

La largeur de bande et la sensibilité de l'oscilloscope doivent être appropriées. Une limite basse de fréquence inférieure à 0,25 Hz (de préférence courant continu) et une limite supérieure dépassant 10 kHz donneront des résultats satisfaisants. La sensibilité des amplificateurs X et Y doit dépasser 2 mm par millivolt.

Le signal d'entrée Y de l'oscilloscope est aussi amplifié à un niveau de 10 V à 20 V puis redressé dans un redresseur de crête. Le signal redressé est envoyé à l'entrée Y d'un enregistreur XY. L'entrée X de l'enregistreur est alimentée par les thermocouples de façon que le déplacement de l'enregistreur soit directement proportionnel à la température du noyau en degrés Celsius. On obtient ainsi une courbe montrant la dépendance de M_H en température.

4.6 Etalonnage

Les entrées de l'oscilloscope sont étalonnées à l'aide d'une source de tension externe de haute précision. L'enregistreur est réglé à la sensibilité correcte par rapport à l'intervalle de température et à la valeur maximale attendue de M_H dans cette région.

La sortie de l'alimentation est réglée (à l'aide de l'oscilloscope) de façon que l'amplitude du champ soit égale à $n \times H'_{cJ}$, (où n est un nombre entier, généralement 5) à la température ambiante. Cette valeur (c'est-à-dire la largeur de déplacement sur l'oscilloscope) doit être maintenue constante durant toute la mesure.

4.7 Procédure de mesure

Tout le matériel électronique doit être mis sous tension approximativement 30 min avant la mesure, pour assurer une stabilité appropriée. Le spécimen d'essai est monté dans l'enceinte d'essai en température et ses enroulements et fils de thermocouple sont connectés au circuit de mesure. Les amplificateurs X et Y de l'oscilloscope sont étalonnés.

Le courant d'excitation est augmenté jusqu'à ce que le champ magnétique maximal soit égal à la valeur désirée, habituellement cinq fois la coercitivité. La sensibilité de l'enregistreur XY est réglée et son axe Y est étalonné d'après la valeur de M lue sur l'écran de l'oscilloscope.

La température de l'enceinte d'essai est portée à la plus basse température cherchée. La mesure part de ce point et la température du noyau est élevée assez lentement (généralement moins que 3°C/min) pour que le spécimen d'essai puisse être raisonnablement considéré comme en équilibre thermique. La valeur maximale de M , (M_H), est automatiquement enregistrée en fonction de la température. A certaines températures, on note les valeurs de l'aimantation rémanente et de la coercitivité. Ou bien des photos peuvent être prises pour une étude plus détaillée de la configuration du cycle.

La mesure est terminée quand la température atteint une valeur appropriée; normalement on choisit une température qui dépasse légèrement le point de Curie.

4.8 Calculs

Les indications de l'oscilloscope, obtenues à partir de l'observation directe ou de photos, sont converties en valeurs d'aimantation et d'intensité de champ, en utilisant les expressions données dans le paragraphe 4.5. Le «rapport de rectangularité» M_r/M_H est calculé en utilisant les valeurs ainsi obtenues. La courbe de l'enregistreur parle d'elle-même et ne demande pas d'autres calculs.

This signal U_2 is fed to the vertical input of the oscilloscope. Typically, an input voltage of 1 mV corresponds to an M_H value of approximately 2 kAm^{-1} .

The bandwidth and sensitivity of the oscilloscope shall be adequate. A low-frequency limit of less than 0.25 Hz (preferably d.c.) and an upper limit of more than 10 kHz will give satisfactory results. The sensitivity of the X and Y amplifiers shall exceed 2 mm per millivolt.

The oscilloscope Y input signal is also amplified to a level of 10 V to 20 V and subsequently rectified in a peak-sensing rectifier. The rectified signal is fed to the Y input of an XY-recorder. The X input of the recorder is fed by the thermocouples in such a way that the recorder deflection is directly proportional to the core temperature in degrees Celsius. Thus a diagram showing the temperature dependence of M_H can be obtained.

4.6 Calibration

The oscilloscope inputs are calibrated with the aid of an external, high precision voltage source. The recorder is adjusted to correct sensitivity with regard to the temperature interval and the expected maximum value of M_H in that region.

The output from the power source is adjusted (with the aid of the oscilloscope) so that the field strength amplitude is equal to $n \times H'_{cJ}$ (where n is an integer, typically 5) at room temperature. This value (that is the width of the oscilloscope display) shall be kept constant during the entire measurement.

4.7 Measuring procedure

All the electronic equipment shall be switched on approximately 30 min before measurement, to ensure adequate stability. The test specimen is mounted in the temperature controlled test chamber and its windings and thermocouple leads are connected to the measuring circuit. The X- and Y-amplifiers of the oscilloscope are calibrated.

The drive current is increased so that the maximum magnetic field strength is equal to the desired value, usually five times the coercivity. The sensitivity of the XY-recorder is adjusted and its Y-axis calibrated against the value of M read off the oscilloscope screen.

The temperature of the test chamber is brought down to the lowest temperature of interest. The measurement starts from this point and the core temperature is allowed to rise so slowly (typically less than 3°C/min) that the test specimen can be considered to be in reasonable thermal equilibrium. The maximum value of M , (M_H), is automatically recorded as a function of temperature. At certain temperatures, readings of remanent magnetization and coercivity are taken. Alternatively, photographs may be taken for more detailed study of loop configuration.

The measurement is terminated when the temperature has reached an appropriate value; normally a temperature a little above the Curie point is chosen.

4.8 Calculation

The oscilloscope readings, whether obtained from direct observation or photographs, are converted into values of magnetization and field strength using the expressions given in Sub-clause 4.5. The "squareness ratio", M_r/M_H , is calculated using the values thus obtained. The recorder curve is self-explanatory and requires no further calculation.

4.9 Précision

La précision des mesures varie avec M_H , l'erreur augmentant en général quand on approche d'une température de transition et que M_H devient petit. Suffisamment loin de ces points, l'erreur systématique est cependant très petite, de l'ordre de $\pm 1\%$, à condition que le circuit de mesure soit correctement fait. En plus de cela, s'introduit une incertitude due aux erreurs de lecture des instruments. Cette quantité peut être très difficile à apprécier, mais les erreurs relatives suivantes sont caractéristiques des valeurs obtenues selon cette méthode:

$$M_H \rightarrow \pm 3\% \text{ (max.)}$$

$$H'_{cJ} \rightarrow \pm 5\%$$

$$\text{Point de Curie} \rightarrow \pm 2^\circ\text{C}$$

$$\text{Rapport de rectangularité} \rightarrow \pm 6\%$$

4.10 Présentation des données

Les valeurs de M_H obtenues par cette méthode doivent être rapportées comme suit:

- aimantation à une intensité de champ magnétique égale à n fois l'intensité de la coercitivité et à une température de $\theta^\circ\text{C} = M \text{ kAm}^{-1} \pm 3\%$;

ou, dans le cas de l'aimantation rémanente:

- aimantation rémanente quand l'intensité de champ magnétique est allée en décroissant de n fois l'intensité de la coercitivité à zéro à une température de $\theta^\circ\text{C} = M \text{ kAm}^{-1} \pm 3\%$, où le nombre M est donné à trois chiffres significatifs.

Dans les cas où M_H est décrit en fonction de la température, la courbe doit être donnée en même temps qu'une déclaration concernant la précision estimée.

Le rapport doit contenir aussi l'identification complète de l'échantillon.

5. Largeur de raie de résonance gyromagnétique ΔH et facteur de Landé effectif g_{eff} (général)

5.1 Introduction

La largeur de raie de résonance gyromagnétique et le facteur de Landé effectif sont des propriétés qui sont d'importance fondamentale pour déterminer les performances des dispositifs fonctionnant à ou près de la résonance gyromagnétique, et qui sont nécessaires pour le calcul des composantes du tenseur de perméabilité dans cette région. La détermination de ces quantités implique la mesure d'un phénomène de résonance dans lequel à la fois la fréquence et le champ magnétostatique appliqué sont des paramètres critiques. La stabilité, à la fois dimensionnelle (de la cavité) et électrique, devient ainsi d'importance primordiale surtout lorsqu'il s'agit d'examiner des matériaux ayant une largeur de raie de résonance très étroite.

5.2 Objet

Décrire une méthode qui peut être utilisée pour mesurer la largeur de raie de résonance gyromagnétique et le facteur g effectif des ferrites isotropes hyperfréquences dans le domaine de fréquences approximatif 0,3 GHz à 30 GHz. Elle peut être utilisée pour des matériaux ayant des largeurs de raie étendues aussi bien qu'étroites.

5.3 Théorie

La méthode s'applique exclusivement au mode dénommé de Kittel ou résonance de précession uniforme; les résonances dans lesquelles d'autres modes magnétostatiques interviennent ou qui souffrent d'une ambiguïté due à une saturation magnétique insuffisante ne sont pas considérées.

4.9 Accuracy

The measuring accuracy varies with M_H , the error generally increasing when a transition temperature is approached and M_H becomes small. Sufficiently far from these points, the systematic error is, however, very small, of the order of $\pm 1\%$, provided that the measuring circuit is correctly built. The uncertainty introduced by the readout instrumentation is additional to this. This quantity may be very difficult to establish, but the following relative errors are typical of data obtained according to this method:

$$M_H \rightarrow \pm 3\% \text{ (max.)}$$

$$H_{cJ} \rightarrow \pm 5\%$$

$$\text{Curie point} \rightarrow \pm 2^\circ\text{C}$$

$$\text{Squareness ratio} \rightarrow \pm 6\%$$

4.10 Data presentation

Values of M_H obtained by this method shall be quoted as follows:

- magnetization at a magnetic field strength equal to n times the coercivity and at a temperature of $\theta^\circ\text{C} = M \text{ kAm}^{-1} \pm 3\%$;

or, in the case of remanent magnetization:

- remanent magnetization when the magnetic field strength has been decreased from n times the coercivity to zero at a temperature of $\theta^\circ\text{C} = M \text{ kAm}^{-1} \pm 3\%$, where the number M is given to three significant figures.

In cases where M_H is plotted against temperature, the actual curve shall be given together with a statement concerning the estimated accuracy.

The report shall also include the unique identity of the sample.

5. Gyromagnetic resonance linewidth ΔH and effective Landé factor g_{eff} (general)

5.1 Introduction

The gyromagnetic resonance linewidth and the effective Landé factor are properties which are of fundamental importance in determining the performance of devices operating at or near gyromagnetic resonance, and are necessary for the computation of tensor permeability components in that region. Determination of these quantities involves the measurement of a resonance phenomenon in which both frequency and applied magnetostatic field strength are critical parameters. Stability, both dimensional (of the cavity) and electrical, thus becomes of primary importance, particularly when it comes to investigating materials having very narrow resonance linewidths.

5.2 Object

To describe a method that can be used for measuring the gyromagnetic resonance linewidth and the effective g -factor of isotropic microwave ferrites over the approximate frequency range 0.3 GHz to 30 GHz. It may be used for materials having wide as well as narrow linewidths.

5.3 Theory

The method applies exclusively to the so-called Kittel's mode or uniform precession resonance; resonances in which other magnetostatic modes are involved or which suffer from ambiguity due to insufficient magnetic saturation are disregarded.

La valeur du champ à l'absorption maximale ou résonance H_0 peut être théoriquement calculée en termes d'aimantation à saturation de l'échantillon M_s , des facteurs démagnétisants N_x , N_y , N_z , du facteur effectif g_{eff} et de la fréquence de mesure f_0 . Si le spécimen a la forme d'une petite sphère, la relation se réduit à la formule simple:

$$f_0 = \frac{\gamma \mu_0 H_0}{2\pi} \quad (26)$$

où:

γ = rapport gyromagnétique

μ_0 = constante magnétique

Si, d'un autre côté, le spécimen a la forme d'un disque avec un diamètre suffisamment grand par rapport à l'épaisseur, et si le champ externe est perpendiculaire à la surface, la formule devient:

$$f_0 \approx \frac{\gamma \mu_0}{2\pi} [H_0 - (1 - 3\rho) M_s] \quad (27)$$

où:

$$\rho = \frac{d}{D} < \frac{1}{20}$$

d = épaisseur du spécimen

D = diamètre du spécimen

Sachant que $\gamma = 88 \text{ g}_{\text{eff}} \cdot 10^9 \text{ T}^{-1} \text{ s}^{-1}$, il est alors possible, connaissant f_0 , H_0 et M_s , de calculer le facteur de Landé effectif g_{eff} .

La largeur de raie de résonance gyromagnétique ΔH est définie en faisant la différence entre les deux valeurs de champ magnétique auxquelles la puissance absorbée par le matériau ferrite est la moitié de l'absorption maximale.

La méthode recommandée pour la mesure de g_{eff} et de ΔH est fondée sur le concept de perturbation en cavité, qui suppose que les dimensions de l'échantillon doivent être petites par rapport à la longueur d'onde à l'intérieur de l'échantillon. Pour des échantillons en forme de disque à utiliser dans le domaine de fréquences de 0,3 GHz à 3,0 GHz, le quotient du diamètre et de l'épaisseur doit dépasser 30 avec le diamètre satisfaisant aux prescriptions du paragraphe 5.4.

L'absorption de l'échantillon est mesurée en déterminant le changement de puissance incidente sur la cavité nécessaire pour maintenir la puissance de sortie de la cavité à un niveau de référence fixé.

Les variations dans la puissance d'entrée peuvent être exprimées par la variation de l'atténuation introduite entre la source et la cavité afin de conserver le niveau de sortie de référence. Si α_0 est la lecture de l'atténuateur, en décibels, en l'absence d'échantillon et α_r la lecture pour l'absorption maximale avec échantillon, la lecture $\alpha_{1/2}$, correspondant à une absorption de l'échantillon de la moitié de la valeur à la résonance, est alors donnée par une des équations suivantes:

$$\alpha_{1/2} = \alpha_0 + 10 \log 2 - 10 \log (10^{(\alpha_0 - \alpha_r)/10} + 1) \quad (28)$$

ou

$$\alpha_{1/2} = \alpha_0 + 20 \log 2 - 20 \log (10^{(\alpha_0 - \alpha_r)/20} + 1) \quad (29)$$

Le choix de l'expression à utiliser est déterminé par la procédure de mesure choisie (voir paragraphe 5.5).

The value of the field for maximum absorption or resonance H_0 may be theoretically computed in terms of the saturation magnetization of the sample M_s , the demagnetizing factors N_x , N_y , N_z , the effective g -factor g_{eff} and the measuring frequency f_0 . If the specimen has the shape of a small sphere, the relationship reduces to the simple formula:

$$f_0 = \frac{\gamma \mu_0 H_0}{2\pi} \quad (26)$$

where:

γ = gyromagnetic ratio

μ_0 = magnetic constant

If, on the other hand, the specimen is shaped as a disk with a diameter sufficiently larger than its thickness, and the external field is perpendicular to the surface, the formula becomes:

$$f_0 \approx \frac{\gamma \mu_0}{2\pi} [H_0 - (1 - 3\rho) M_s] \quad (27)$$

where:

$$\rho = \frac{d}{D} < \frac{1}{20}$$

d = thickness of the specimen

D = diameter of the specimen

Recognizing that $\gamma = 88 \text{ g}_{\text{eff}} \cdot 10^9 \text{ T}^{-1} \text{ s}^{-1}$, it is thus possible, knowing f_0 , H_0 and M_s , to calculate the effective Landé factor g_{eff} .

The gyromagnetic resonance linewidth ΔH is defined as the difference between the two magnetic field strength values at which the power absorbed by the ferrite material is one-half the maximum absorption.

The method recommended for the measurement of g_{eff} and ΔH is based on the cavity perturbation concept, which requires that the specimen dimensions shall be small compared with the wavelength inside the specimen. For disk specimens to be used over the frequency range 0.3 GHz to 3.0 GHz, the quotient of diameter and thickness shall exceed 30 with the diameter meeting the requirement of Sub-clause 5.4.

The absorption in the specimen is measured by determining the change of power incident on the cavity required to keep the output power from the cavity at a fixed reference level.

The variation in input power may be expressed as the variation of the attenuation inserted between the monitored source and the cavity in order to maintain the reference output level. If α_0 is the attenuator reading, in decibels, with no sample present and α_r is the reading for maximum specimen absorption, then the reading $\alpha_{1/2}$, corresponding to a specimen absorption of half the resonance value, is given by one of the following equations:

$$\alpha_{1/2} = \alpha_0 + 10 \log 2 - 10 \log (10^{(\alpha_0 - \alpha_r)/10} + 1) \quad (28)$$

or

$$\alpha_{1/2} = \alpha_0 + 20 \log 2 - 20 \log (10^{(\alpha_0 - \alpha_r)/20} + 1) \quad (29)$$

The choice of the expression to be used is determined by the measuring procedure selected (see Sub-clause 5.5).

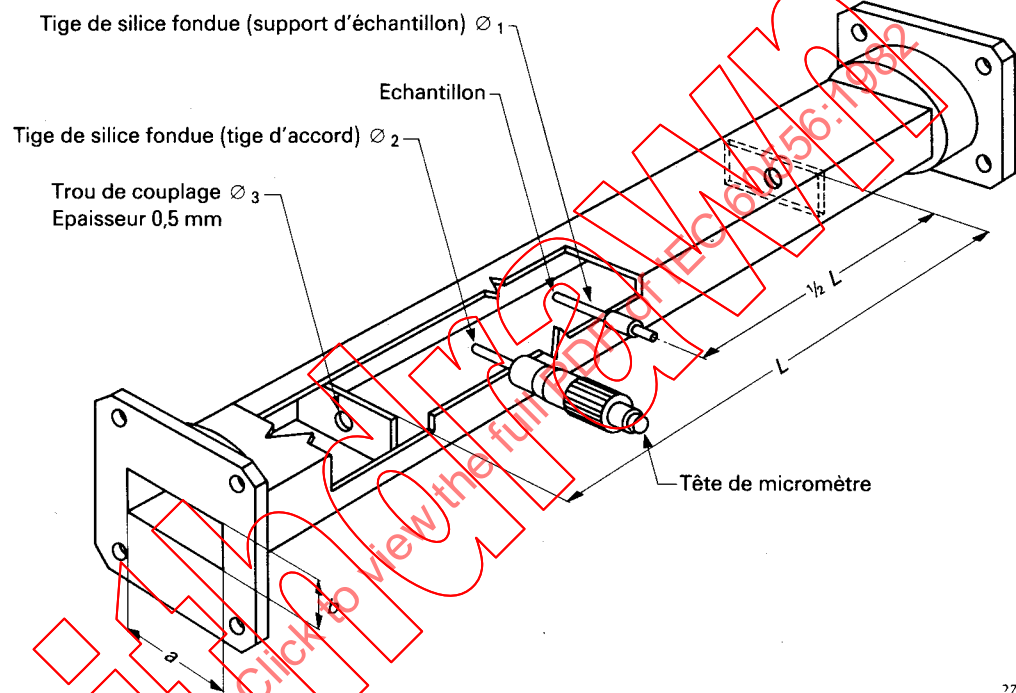
5.4 Échantillons d'essais et cavités

Les échantillons d'essais pour cette méthode peuvent être sphériques (pour des matériaux ayant des largeurs de raie supérieures à environ 400 Am^{-1}) ou en forme de disque. Des restrictions dimensionnelles apparaissent à la fois dans les textes précédents et suivants.

Pour assurer, en particulier, une perturbation de cavité suffisamment petite, les valeurs mesurées de ΔH et H_0 doivent satisfaire à la condition suivante:

$$\alpha_0 - \alpha_r < 20 \log \left(1 + 0,06 Q_0 \frac{\Delta H}{H_0} \right)$$

Les dimensions de l'échantillon, par exemple le diamètre de la sphère, doivent être réduites jusqu'à ce que la différence des pertes satisfasse à cette exigence.



Fréquence	3 (GHz)	10 (GHz)	30 (GHz)
Dimension			
L (mm)	278	118,4	36,9
a (mm)	72,14	22,86	8,636
b (mm)	34,04	10,16	4,318
\varnothing_1 (mm)	2	1	0,5
\varnothing_2 (mm)	6	3	1,5
\varnothing_3 (mm)	15	5	2,5

271/82

FIG. 11. — Cavité pour la mesure de la largeur de raie de résonance gyromagnétique et du facteur de Landé effectif.

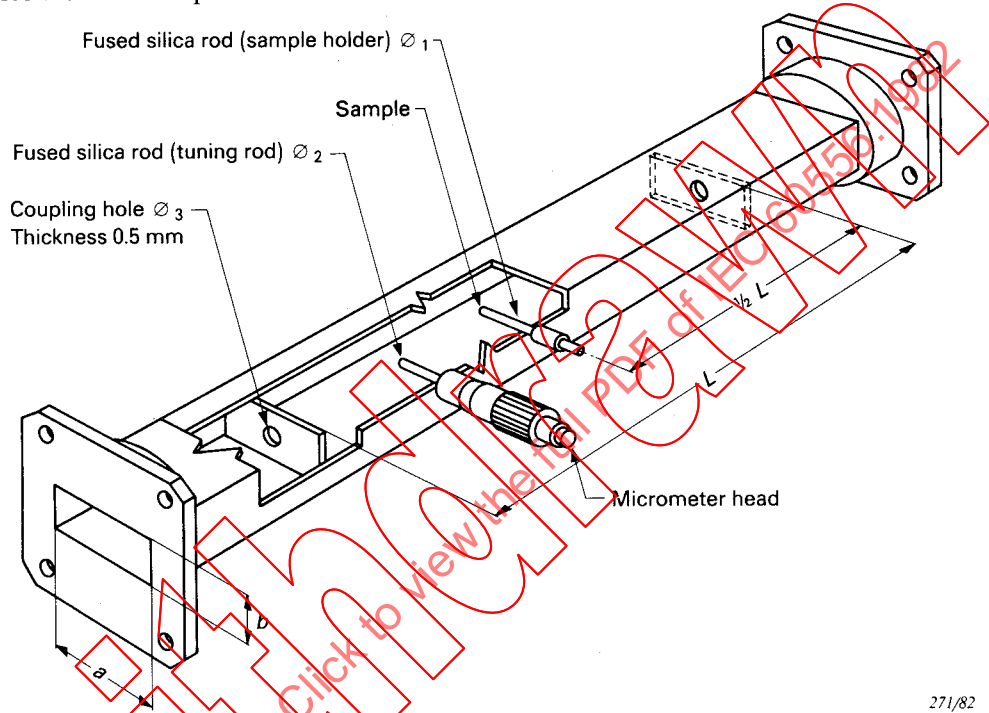
5.4 Test specimens and cavities

The test specimens for this method may be either spherical (for materials having linewidths greater than about 400 Am^{-1}) or disk-shaped. Dimensional restrictions appear both in the preceding and the following text.

In particular, to ensure a sufficiently small cavity perturbation, the measured values of ΔH and H_0 shall satisfy the following condition:

$$\alpha_0 - \alpha_r < 20 \log \left(1 + 0.06 Q_0 \frac{\Delta H}{H_0} \right)$$

The sample dimensions, for example the sphere diameter, shall be reduced until the loss difference meets this requirement.



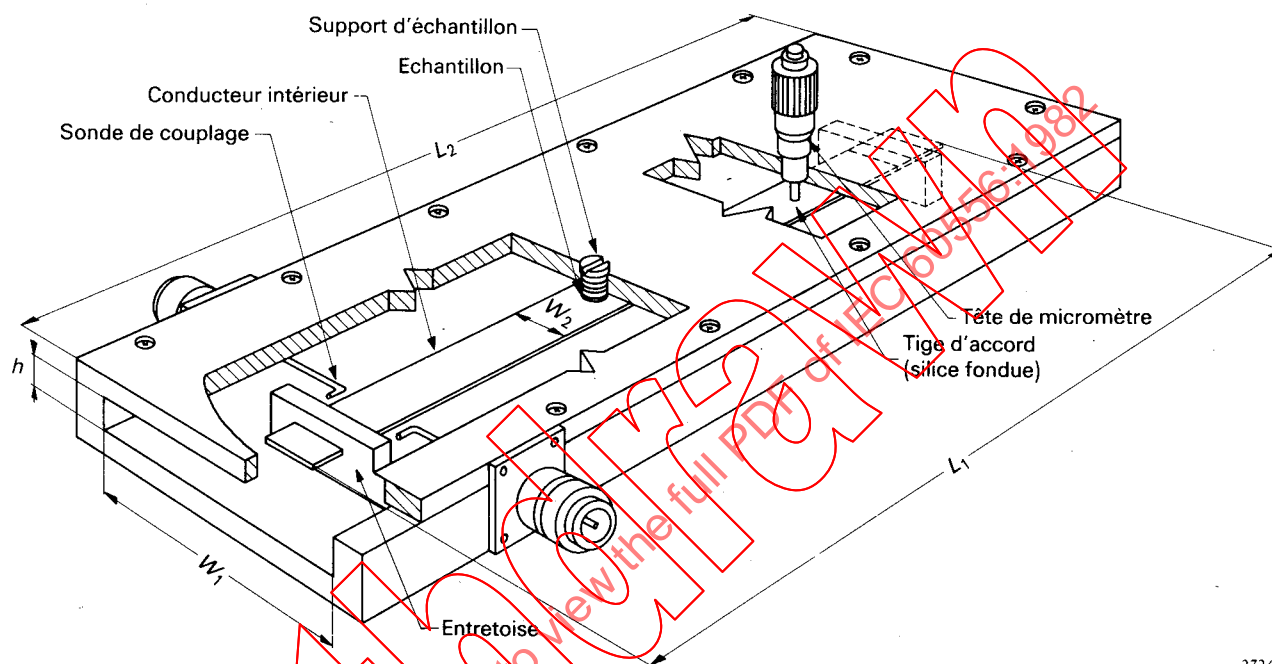
Frequency	3 (GHz)	10 (GHz)	30 (GHz)
Dimension			
L (mm)	278	118.4	36.9
a (mm)	72.14	22.86	8.636
b (mm)	34.04	10.16	4.318
\varnothing_1 (mm)	2	1	0.5
\varnothing_2 (mm)	6	3	1.5
\varnothing_3 (mm)	15	5	2.5

271/82

FIG. 11. — Cavity for measurement of gyromagnetic resonance linewidth and effective Landé factor.

Pour des sphères ayant une largeur de raie relativement faible (inférieure à 3 kAm^{-1}), les résultats des mesures dépendent fortement de l'état de surface des échantillons. Ceux-ci seront théoriquement amenés au poli optique. En pratique, une courbe de ΔH peut être tracée à partir de trois mesures de ΔH correspondant à trois stades successifs de rodage, la valeur de ΔH asymptotique étant citée dans le paragraphe 5.9. L'état de surface de la sphère à mesurer peut aussi être indirectement défini à l'aide de la taille de grain de l'abrasif de rodage.

Le processus de polissage peut introduire des tensions dans l'échantillon, affectant la valeur mesurée de ΔH . Cet effet peut être réduit en le recuisant pendant une courte période.



272/82

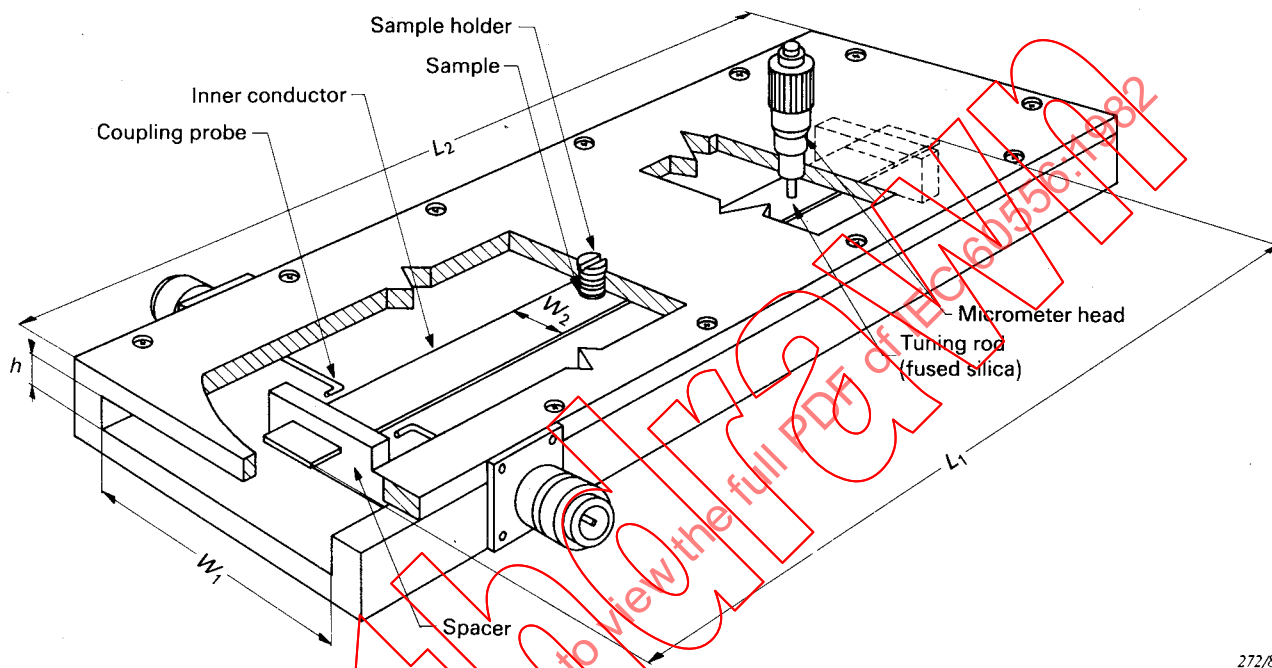
Note. — L'entretroise peut être une plaque en PTFE ayant des dimensions typiques de $7 \text{ mm} \times 2 \text{ mm} \times 25 \text{ mm}$, légèrement ajustable en position.

Fréquence	300 MHz	1000 MHz
Dimension		
L_1 (mm)	470	140
W_1 (mm)	60	60
W_2 (mm)	20	20
h (mm)	7	7
L_2 (mm)	510	180

FIG. 12. — Résonateur en ligne triplaque pour la mesure de la largeur de raie de résonance gyromagnétique et du facteur de Landé effectif à basse fréquence.

For spheres with a relatively low linewidth (less than 3 kAm^{-1}), the measurement results depend strongly on the state of surface of the samples. Ideally, they would be optically polished. In practice, a ΔH -curve may be plotted from three ΔH measurements corresponding to three progressive stages of grinding, the asymptotic ΔH value being quoted in Sub-clause 5.9. The state of surface of the sphere to be measured may also be indirectly defined through the grain size of the grinding abrasive.

The polishing process may introduce stress in the sample, affecting the measured value of ΔH . This effect may be minimized by annealing for a short period of time.



272/82

Note. — The spacer may be a PTFE slab typically measuring 7 mm by 2 mm by 25 mm, slightly adjustable in position.

Frequency	300 MHz	1000 MHz
Dimension		
L_1 (mm)	470	140
W_1 (mm)	60	60
W_2 (mm)	20	20
h (mm)	7	7
L_2 (mm)	510	180

FIG. 12. — Stripline resonator for measurement of gyromagnetic resonance linewidth and effective Landé factor at low frequency.

A titre d'exemple, la figure 11, page 46, illustre une cavité du type à transmission. Les dimensions assurant un facteur de qualité en charge (Q_0) supérieur à 2 000 sont données pour trois fréquences. L'échantillon sphérique est placé en un point de champ hyperfréquence électrique minimal et magnétique maximal. A la figure 11, la position convenable de l'échantillon est aussi indiquée. L'échantillon est monté sur un support d'échantillon (baguette de silice fondue). Le trou pour introduire l'échantillon dans la cavité est situé sur le petit côté de la cavité et ne doit pas dépasser 2 mm de diamètre (pour une cavité en bande X). Une baguette perturbatrice supplémentaire permettant l'accord en fréquence est montée dans une position convenable de façon à obtenir cet accord par interaction avec le champ électrique dans la cavité. Les lignes d'entrée et de sortie de la cavité sont constituées de façon à apparaître comme des charges adaptées au moyen d'atténuateurs ou d'isolateurs. Ce type de structure de cavité s'applique pour des échantillons sphériques dans le domaine de fréquences de 3 GHz à 30 GHz. Si la fréquence de mesure dépasse la valeur donnée par:

$$f = \frac{\gamma\mu_0}{2\pi} \cdot \frac{2}{3} M_s \quad (30)$$

la valeur observée de ΔH contiendra des contributions provenant de modes d'ondes de spin excités à partir des défauts des ferrites polycristallines [1]*.

Cependant, pour des mesures variant de 0,3 GHz à 3 GHz, un échantillon en forme de disque est préférable. Le type de cavité recommandé, dans ce cas, est un résonateur accordable en ligne triplaque avec les deux extrémités court-circuitées comme sur la figure 12, page 48. Ainsi qu'il ressort de la figure, la cavité a des résonances d'ordre impair à des longueurs d'onde d'environ $2L$, $2/3L$..., où L est la longueur du conducteur intérieur plat. L'échantillon est collé à un support d'échantillon qui a la forme d'un tampon métallique vissé à travers le conducteur extérieur de façon que l'échantillon soit situé au voisinage du centre du conducteur intérieur**. Pour maintenir le champ hyperfréquence aussi uniforme que possible dans le spécimen, le diamètre de l'échantillon doit être inférieur à un tiers de la largeur du conducteur intérieur. La baguette d'accord sert à accorder la cavité par une perturbation supplémentaire de façon que la mesure puisse être effectuée à une fréquence prédéterminée. Les largeurs de raie mesurées sur des échantillons en forme de disque ne sont pas élargies par des pertes d'onde de spin.

5.5 Appareillage de mesure

La figure 13, page 52, est un diagramme schématique de l'appareillage nécessaire pour faire les mesures. La puissance provenant d'une source hyperfréquence convenable A fonctionnant soit en l'absence de modulation soit en modulation d'amplitude, mais sans aucune modulation de fréquence, est envoyée à travers un atténuateur variable de précision F à la cavité G, et la puissance de sortie est détectée et affichée sur un instrument de mesure approprié H. La puissance arrivant sur l'atténuateur de précision est mesurée en E au moyen d'un coupleur directionnel et d'un détecteur à cristal, et cette puissance incidente est maintenue constante au cours de la mesure au moyen d'un atténuateur variable C. La fréquence qui est mesurée en B peut être maintenue inchangée puisque la baguette perturbatrice peut être utilisée pour accorder la cavité sur la fréquence du générateur. Un champ magnétique réglable de stabilité suffisante, perpendiculaire au champ magnétique hyperfréquence, est appliqué au spécimen. L'hétérogénéité du champ appliqué à l'endroit du spécimen doit être négligeable comparée à la largeur de raie à mesurer.

* Pour les références de cet article, voir le paragraphe 5.10, page 54.

** Il sera préférable d'utiliser un porte-échantillon diélectrique; cela nécessitera l'utilisation d'un plus grand échantillon pour une sensibilité donnée, mais l'emplacement de l'échantillon à l'intérieur du conducteur externe devient alors moins critique.

By way of an example, Figure 11, page 47, illustrates a cavity of the transmission type. Dimensions yielding a loaded quality factor (Q_0) greater than 2000 are given for three frequencies. The spherical specimen is positioned at a point of minimum electric and maximum magnetic microwave field. In Figure 11, the proper specimen position is also indicated. The specimen is mounted on a sample holder (fused silica rod). The hole for inserting the specimen into the cavity is located in the narrow cavity wall and shall not exceed 2 mm in diameter (for an X-band cavity). An additional perturbing rod is mounted in a suitable position to allow tuning by interaction with the electric field in the cavity. The input and output lines to the cavity are made to appear as matched loads by means of pads or isolators. This type of cavity design applies for spherical samples over the frequency range of 3 GHz to 30 GHz. If the measuring frequency exceeds the value given by:

$$f = \frac{\gamma\mu_0}{2\pi} \cdot \frac{2}{3} M_s \quad (30)$$

the observed value of ΔH will contain contributions from the spin-wave modes excited by defects of polycrystalline ferrites [1]*.

For measurements between 0.3 GHz and 3 GHz, however, a disk-shaped specimen is preferable. The type of cavity recommended, in this case, is a tunable stripline resonator with both ends open-circuited as illustrated in Figure 12, page 49. As is evident from the figure, the cavity has odd-order resonances at wavelengths of about $2L, 2/3L \dots$, where L is the length of the stripline inner conductor**. The specimen is glued to a sample holder which is in the form of a metal plug screwed through the outer conductor so that the specimen is located in the vicinity of the centre of the inner conductor. To keep the microwave field as uniform as possible over the specimen, the sample diameter shall be less than one-third of the width of the inner conductor. The tuning rod serves to tune the cavity by additional perturbation so that measurement can be made at a predetermined frequency. Linewidths measured on disk-shaped specimens are not broadened by spin-wave loss.

5.5 Measuring apparatus

Figure 13, page 53, is a schematic diagram of the equipment required to make the measurements. Power from a suitable microwave source A operated either unmodulated or with amplitude modulation, but free from frequency modulation, is fed through a precision variable attenuator F to the cavity G, and the output power is detected and indicated on a suitable meter H. The power incident on the precision attenuator is monitored at E by means of a directional coupler and crystal detector, and this incident power is kept constant throughout the measurement by means of a variable attenuator C. The microwave frequency, which is monitored at B, can be kept unchanged because the tuning rod may be used to tune the cavity to the generator frequency. An adjustable magnetic field of sufficient stability perpendicular to the microwave magnetic field is applied to the specimen. The non-homogeneity of the applied field over the specimen shall be negligible compared to the linewidth being measured.

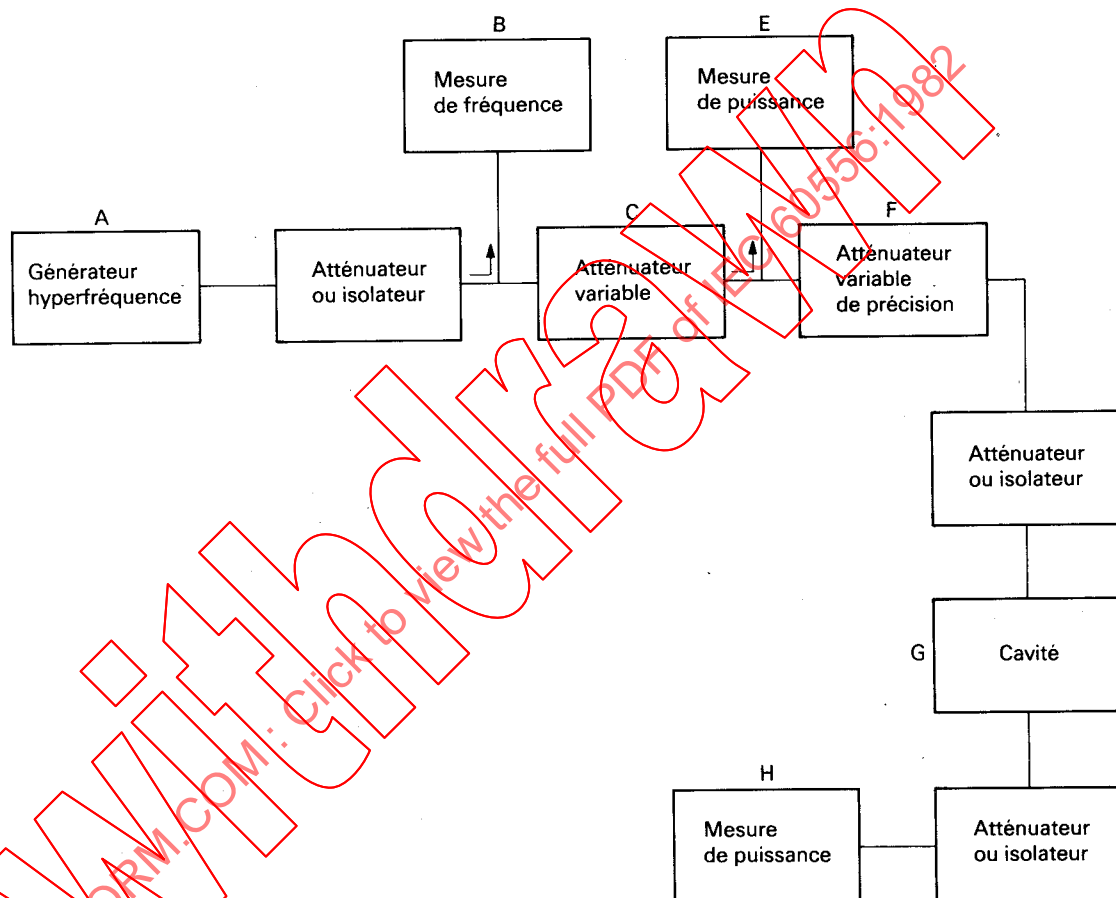
* For references of this clause, see Sub-clause 5.10, page 55.

** The use of a dielectric sample holder may be preferred; this will necessitate the use of a larger specimen for a given sensitivity but the location of the specimen within the outer conductor is then not so critical.

5.6 Procédure de mesure

Régler la fréquence du générateur aussi près que possible de la fréquence de mesure. Accorder la cavité pour obtenir une transmission maximale à l'aide de la baguette d'accord. Etablir un niveau d'entrée mesuré en E, un réglage α_0 sur l'atténuateur de précision et un niveau de sortie mesuré en H. Prendre ce niveau de sortie comme valeur de référence.

Introduire le spécimen dans la cavité. Cette opération devrait avoir un effet négligeable sur le niveau de sortie. Appliquer le champ magnétique et le régler pour obtenir une absorption maximale (une transmission minimale). Déterminer la nouvelle valeur α_r sur l'atténuateur de précision qui ramène le niveau de sortie à la valeur de référence. Déterminer la fréquence f_0 et le champ magnétostatique appliqué H_0 .



273/82

FIG. 13. — Diagramme schématique du matériel nécessaire pour la mesure de la largeur de raie de résonance gyromagnétique et du facteur de Landé effectif.

La largeur de raie de résonance gyromagnétique peut maintenant être obtenue par deux méthodes légèrement différentes:

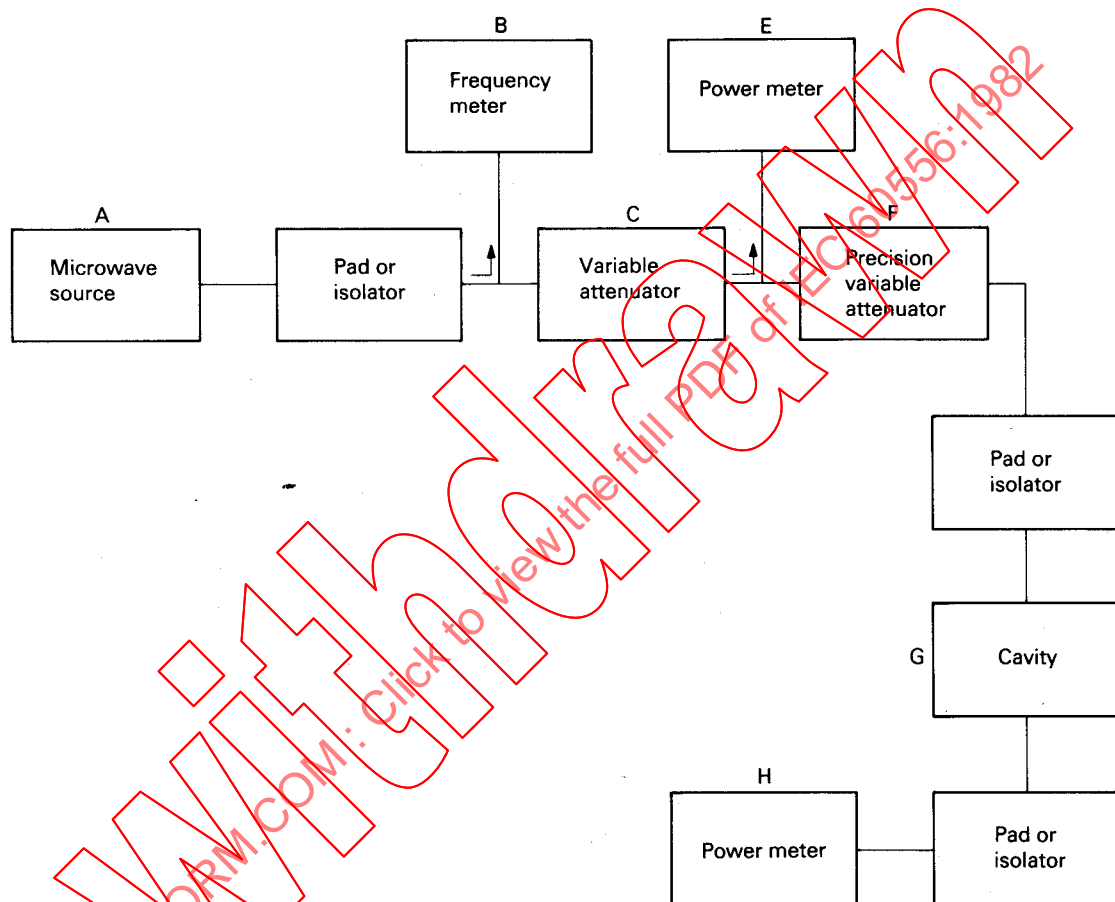
Méthode a)

Calculer la valeur d'atténuation permettant d'obtenir le niveau de sortie de référence aux points à mi-puissance à l'aide de l'équation (28). Régler l'atténuateur de précision à cette valeur et faire varier le champ magnétique en notant les deux intensités de champ magnétique auxquelles le niveau de sortie de référence est obtenu, H_1 et H_2 .

5.6 Measuring procedure

Set the generator frequency as closely as possible to the measuring frequency. Tune the cavity for maximum transmission with the aid of the tuning rod. Establish an input level measured at E, a setting α_0 on the precision attenuator, and an output level measured at H. Take this output level as a reference value.

Insert the specimen into the cavity. This operation should have a negligible effect on the output level. Apply the magnetic field and adjust it for maximum absorption (minimum transmission). Determine the new setting α_r on the precision attenuator which restores the output level to the reference value. Determine the microwave frequency f_0 and the applied magnetostatic field strength H_0 .



273/82

FIG. 13. — Schematic diagram of the equipment required for measurement of gyromagnetic resonance linewidth and effective Landé factor.

The gyromagnetic resonance linewidth may now be obtained by two, slightly different, methods:

Method a)

Calculate the attenuator setting to obtain the reference output level at the half-power points with the aid of equation (28). Set the precision attenuator at this value and vary the magnetic field, noting the two magnetic field strengths at which the reference output level is obtained, H_1 and H_2 .

Méthode b)

Calculer la valeur d'atténuation permettant d'obtenir le niveau de sortie de référence aux points à mi-puissance à l'aide de l'équation (29). Régler l'atténuateur de précision à cette valeur et faire varier le champ magnétique pour obtenir le niveau de sortie de référence. Accorder la cavité à la puissance de sortie maximale à l'aide de la baguette d'accord; réajuster la valeur du champ et l'accord de fréquence, si besoin est, et noter la valeur finale du champ H_1 . Répéter la procédure à l'autre point à mi-puissance pour obtenir H_2 .

Pour contrôler la sphéricité et l'isotropie des échantillons sphériques, l'échantillon peut être tourné dans la cavité. Les valeurs obtenues pour H_0 et ΔH ne dépendront pas de l'orientation de l'échantillon pour des matériaux isotropes correctement usinés. Les limites autorisées de variations sont 1% sur H_0 et 5% sur ΔH . Pour des échantillons constitués par des disques fins, l'effet d'image électromagnétique sur les données mesurées doit être éliminé avant les mesures finales. Cela est effectivement accompli en faisant des mesures successives sur un spécimen dont l'épaisseur est réduite à chaque étape au moyen d'un rodage soigné*. Les valeurs obtenues pour H_0 et ΔH ne dépendront pas de l'épaisseur. Les limites autorisées pour les variations sont dans ce cas 3% sur H_0 et 5% sur ΔH .

5.7 *Calcul*

Le facteur de Landé effectif est calculé à partir des valeurs observées de la fréquence et du champ de résonance selon l'équation (26) (sphère) ou l'équation (27) (disque).

La largeur de raie de résonance gyromagnétique est calculée suivant:

$$\Delta H = |H_1 - H_2| \quad (31)$$

sans examiner si la méthode *a)* ou la méthode *b)* a été employée pour la mesure.

5.8 *Précision*

Si la fréquence est mesurée avec une précision de $\pm 1\%$ et l'intensité du champ magnétique avec une précision $\pm 2\%$, les erreurs relatives dans la détermination de ΔH et de g_{eff} deviennent respectivement égales à $\pm 5\%$ et $\pm 2\%$.

5.9 *Présentation des données*

Les données doivent être présentées conformément aux prescriptions de la Publication 392 de la CEI. La fréquence de mesure doit être déclarée: cela peut être fait en utilisant un indice qui représente la fréquence de mesure en gigahertz, c'est-à-dire ΔH_{10} , g_{10} (si mesuré à 10 GHz). Des informations sur la forme et la taille de l'échantillon (sphère ou disque, dimensions) sont souhaitables et son identification complète doit être donnée.

5.10 *Références*

[1] M. Sparks: *Ferromagnetic Relaxation Theory*, McGraw Hill, 1964.

6. Largeur de raie de résonance gyromagnétique ΔH_{10} et facteur de Landé effectif g_{10} (à 10 GHz)6.1 *Introduction*

La résonance gyromagnétique est caractérisée par un facteur de Landé effectif et une largeur de raie de résonance. La mesure de ces quantités fait intervenir à la fois la fréquence et le champ magnétostatique appliqués comme paramètres critiques.

* Dans le plus grand nombre de cas pratiques, cette condition est atteinte pour un matériau donné ayant une valeur particulière du rapport $\rho = d/D$, qui peut être déterminée à partir du résultat du procédé décrit. En règle générale

$$\rho < \frac{1}{10}$$

Method b)

Calculate the attenuator setting to obtain the reference output level at the half-power points with the aid of equation (29). Set the precision attenuator at this value and vary the magnetic field to obtain the reference output level. Retune the cavity for maximum output with the aid of the tuning rod. Readjust the field strength and the tuning as required and note the final field strength value H_1 . Repeat the procedure at the other half-power point to obtain H_2 .

In order to check sphericity and isotropy of spherical specimens, the specimen may be rotated in the cavity. The values obtained for H_0 and ΔH should not depend upon the specimen orientation for correctly shaped isotropic materials. Allowable limits of variation are 1% of H_0 and 5% of ΔH . For thin disk specimens, the effect of the electromagnetic mirror image upon the measured data shall be eliminated prior to final measurement. This is effectively accomplished by making successive measurements on a specimen whose thickness is varied stepwise by means of careful grinding*. The values obtained for H_0 and ΔH should not depend upon the thickness. Allowable limits of variation are in this case 3% of H_0 and 5% of ΔH .

5.7 Calculation

The effective Landé factor is calculated from observed values of frequency and resonance field strength according to equation (26) (sphere) or equation (27) (disk).

The gyromagnetic resonance linewidth is calculated as:

$$\Delta H = |H_1 - H_2| \quad (31)$$

regardless of whether Method *a*) or Method *b*) is used for the measurement.

5.8 Accuracy

If frequency is measured with an accuracy of $\pm 1\%$ and magnetic field strength with an accuracy of $\pm 2\%$, the relative errors in the determination of ΔH and g_{eff} become equal to $\pm 5\%$ and $\pm 2\%$, respectively.

5.9 Data presentation

Data shall be presented so as to conform with the requirements of IEC Publication 392. The measurement frequency shall be declared: this may be done by using a subscript which represents the measuring frequency in gigahertz, i.e. ΔH_{10} , g_{10} (if measured at 10 GHz). Information on the shape and size of the specimen (spherical or disk-shaped, dimensions) is desirable, and its unique identity shall be given.

5.10 References

[1] M. Sparks: *Ferromagnetic Relaxation Theory*, McGraw Hill, 1964.

6. Gyromagnetic resonance linewidth ΔH_{10} and effective Landé factor g_{10} (at 10 GHz)**6.1 Introduction**

Gyromagnetic resonance is characterized by an effective Landé factor and a resonance linewidth. The measurement of these quantities involves both frequency and applied magneto-static field as critical parameters.

* In most practical cases this condition is reached for a given material with a particular value of the ratio $\rho = d/D$, which may be determined from the result of the procedure described. Usually $\rho < \frac{1}{10}$.

La stabilité, à la fois dimensionnelle (de la cavité) et électrique, devient ainsi de première importance, spécialement pour les matériaux ayant une largeur de raie de résonance très étroite.

6.2 Objet

Décrire une méthode pour mesurer la largeur de raie de résonance gyromagnétique et le facteur de Landé effectif des ferrites hyperfréquences isotropes à une fréquence de 10 GHz. Elle peut être employée avec des matériaux ayant une largeur de raie étendue aussi bien qu'étroite.

6.3 Théorie

La méthode s'applique exclusivement à la résonance de précession uniforme; les résonances dans lesquelles interviennent des modes magnétostatiques d'ordre élevé ou qui souffrent d'une ambiguïté due à une saturation magnétique insuffisante ne sont pas considérées.

La valeur du champ pour une absorption ou résonance maximale peut être théoriquement calculée en termes d'aimantation de l'échantillon, de son facteur démagnétisant, du facteur de Landé effectif g_{eff} et de la fréquence de mesure f_0 . Si le spécimen a la forme d'une petite sphère, la relation se réduit à la formule simple:

$$f_0 = \frac{\gamma \mu_0 H_0}{2\pi} \quad (32)$$

où:

γ = rapport gyromagnétique

μ_0 = constante magnétique

Reconnaissant que $\gamma = 88 \cdot g_{\text{eff}} \cdot 10^9 \text{ T}^{-1} \text{ s}^{-1}$, il est ainsi possible, connaissant f_0 et H_0 , de calculer le facteur de Landé effectif g_{eff} , qui peut dépendre de H_0 .

La largeur de raie de résonance gyromagnétique ΔH est définie par la différence entre les deux valeurs de champ magnétique auxquelles la puissance absorbée par le matériau ferrite est la moitié de l'absorption maximale.

La méthode recommandée pour la mesure de g_{eff} et ΔH s'appuie sur la théorie des perturbations en cavité. L'absorption à la résonance est approximativement proportionnelle à l'aimantation (à saturation) divisée par la largeur de raie de résonance. Si l'absorption devient trop grande pour conserver la précision demandée, comme il peut arriver avec les matériaux à largeur de raie étroite, le spécimen sera réduit en dimensions. Pour obtenir une absorption moindre, le diamètre (de l'échantillon sphérique) sera réduit comme demandé (voir paragraphe 6.4).

L'absorption dans le spécimen est mesurée en déterminant la variation de puissance incidente sur la cavité requise pour maintenir la puissance de sortie de la cavité à un niveau de référence fixé.

Les variations de la puissance d'entrée peuvent être exprimées par la variation de l'atténuation insérée entre la source mesurée et la cavité en vue de conserver le niveau de sortie de référence. Si α_0 est la lecture de l'atténuateur, en décibels, en l'absence d'échantillon et α_r est la lecture pour l'absorption maximale avec échantillon, la lecture $\alpha_{1/2}$, qui correspond à une absorption de l'échantillon égale à la moitié de la valeur à la résonance, est donnée par une des équations suivantes:

$$\alpha_{1/2} = \alpha_0 + 10 \log 2 - 10 \log (10^{(\alpha_0 - \alpha_r)/10} + 1) \quad (33a)$$

ou

$$\alpha_{1/2} = \alpha_0 + 20 \log 2 - 20 \log (10^{(\alpha_0 - \alpha_r)/20} + 1) \quad (33b)$$

Le choix de l'expression à utiliser est déterminé par la procédure de mesure choisie (voir paragraphe 6.6).

Stability, both dimensional (of the cavity) and electrical, thus becomes of primary importance, particularly with regard to materials having very narrow resonance linewidths.

6.2 Object

To describe a method for measuring gyromagnetic resonance linewidth and effective Landé factor of isotropic microwave ferrites at a frequency of 10 GHz. It may be used for materials having wide as well as narrow linewidths.

6.3 Theory

The method applies exclusively to the uniform precession resonance; such resonances in which magnetostatic modes of higher order are involved or which suffer from ambiguity due to insufficient magnetic saturation are disregarded.

The value of the field for maximum absorption or resonance may be theoretically computed in terms of the magnetization of the sample, the demagnetizing factor, the effective Landé factor g_{eff} and the measuring frequency f_0 . If the specimen has the shape of a small sphere the relationship reduces to the simple formula:

$$f_0 = \frac{\gamma \mu_0 H_0}{2\pi} \quad (32)$$

where:

γ = gyromagnetic ratio

μ_0 = magnetic constant

Recognizing that $\gamma = 88 \text{ g}_{\text{eff}} \cdot 10^9 \text{ T}^{-1} \text{ s}^{-1}$, it is thus possible, knowing f_0 and H_0 , to calculate the effective Landé factor g_{eff} which may depend on H_0 .

The gyromagnetic resonance linewidth ΔH is defined as the difference between the two magnetic field strength values at which the power absorbed by the ferrite material is one-half the maximum absorption.

The method recommended for the measurement of g_{eff} and ΔH is based on the cavity perturbation theory. The absorption at resonance is approximately proportional to the (saturation) magnetization divided by the resonance linewidth. If the absorption becomes too large to maintain the required accuracy, as may sometimes be the case with narrow linewidth materials, the specimen should be reduced in size. To obtain less absorption, the diameter (of spherical samples) should be reduced as required (see Sub-clause 6.4).

The absorption in the specimen is measured by determining the change of power incident on the cavity required to keep the output power from the cavity at a fixed reference level.

The variation in input power may be expressed as the variation of attenuation inserted between the monitored source and the cavity in order to maintain the reference output level. If α_0 is the attenuator reading in decibels with no sample present and α_r is the reading for maximum specimen absorption, then the reading $\alpha_{1/2}$ corresponding to a specimen absorption of half the resonance value is given by one of the following equations:

$$\alpha_{1/2} = \alpha_0 + 10 \log 2 - 10 \log (10^{(\alpha_0 - \alpha_r)/10} + 1) \quad (33a)$$

or

$$\alpha_{1/2} = \alpha_0 + 20 \log 2 - 20 \log (10^{(\alpha_0 - \alpha_r)/20} + 1) \quad (33b)$$

The choice of the expression to be used is determined by the measuring procedure selected (see Sub-clause 6.6).

6.4 *Spécimen d'essai et cavité*

Le spécimen d'essai dans cette méthode est une sphère. Des spécimens sphériques avec un diamètre non supérieur à 1 mm donneront une précision suffisante pourvu que ΔH soit plus grande que 800 Am^{-1} approximativement. Quand ΔH est inférieure à 800 Am^{-1} et en particulier quand l'aimantation est élevée, une sphère plus petite sera nécessaire. Il suffit de voir si la condition:

$$\alpha_0 - \alpha_r < 20 \log \left(1 + 0,06 Q_0 \frac{\Delta H}{H_0} \right)$$

est remplie,

où:

$Q_0 = Q$ de la cavité sans échantillon

La cavité est du type à transmission, résonnant à 10 GHz avec un Q en charge (Q_0) supérieur à 2 000. Le spécimen est situé loin des parois de la cavité à un point de champs hyperfréquences électrique minimal et magnétique maximal. La figure 11, page 46, avec les dimensions pour $f = 10 \text{ GHz}$, montre une cavité convenable avec indication de la position appropriée du spécimen. Celui-ci est monté sur une baguette de silice fondue (ou d'un autre diélectrique). Le trou servant à introduire le spécimen dans la cavité est situé sur le côté étroit de la cavité et ne doit pas être plus grand que 2 mm de diamètre. Une baguette perturbatrice supplémentaire permettant l'accord en fréquence est montée dans une position convenable de façon à obtenir cet accord par interaction avec le champ électrique dans la cavité. Les lignes d'entrée et de sortie de la cavité sont constituées de façon à apparaître comme des charges adaptées à l'aide d'atténuateurs ou d'isolateurs. Cette structure de cavité s'applique pour des échantillons sphériques ayant un diamètre limité suivant le précédent alinéa pour une fréquence de mesure de 10 GHz.

6.5 *Appareillage de mesure*

La figure 14, page 60, est un diagramme schématique du matériel nécessaire pour effectuer les mesures. La puissance provenant d'une source hyperfréquence convenable A, fonctionnant soit en l'absence de modulation soit en modulation d'amplitude, mais sans aucune modulation de fréquence, est envoyée à travers un atténuateur variable de précision F à la cavité G, et la puissance de sortie est détectée et affichée sur un instrument de mesure approprié H. La puissance arrivant sur l'atténuateur de précision est mesurée en E au moyen d'un coupleur directionnel et d'un détecteur à cristal, et cette puissance incidente est maintenue constante au cours de la mesure au moyen d'un atténuateur variable C. La fréquence, qui est mesurée en B, peut être maintenue inchangée puisque la baguette perturbatrice peut être utilisée pour accorder la cavité sur la fréquence du générateur. Un champ magnétique réglable de stabilité suffisante perpendiculaire au champ magnétique hyperfréquence est appliqué au spécimen. L'hétérogénéité du champ appliqué à l'endroit du spécimen doit être négligeable comparée à la largeur de raie à mesurer.

6.6 *Procédure de mesure*

Régler la fréquence du générateur aussi près que possible de 10 GHz. Accorder la cavité pour obtenir une transmission maximale à l'aide de la baguette diélectrique. Etablir un niveau d'entrée mesuré en E, un réglage α_0 sur l'atténuateur de précision et un niveau de sortie mesuré en H. Prendre ce niveau de sortie comme valeur de référence.

6.4 Test specimen and cavity

The test specimen for this method is a sphere. Spherical specimens with a diameter not greater than 1 mm will give sufficient accuracy, provided that ΔH is greater than approximately 800 Am^{-1} . When ΔH is less than 800 Am^{-1} and particularly when the magnetization is high, a smaller sphere will be required. This is found out by verifying whether the condition:

$$\alpha_0 - \alpha_r < 20 \log \left(1 + 0.06 Q_0 \frac{\Delta H}{H_0} \right)$$

is met,

where:

$Q_0 = Q$ value of the cavity without specimen

The cavity is of the transmission type, resonant at 10 GHz with a loaded Q (Q_0) greater than 2 000. The specimen is positioned away from the cavity walls at a point of minimum electric and maximum magnetic microwave field. Figure 11, page 47, with the dimensions for $f = 10 \text{ GHz}$, shows a suitable cavity in which the proper specimen position is indicated. The specimen is mounted on a fused silica (or other dielectric) rod. The hole for inserting the specimen into the cavity is located in the narrow cavity wall and shall not exceed 2 mm in diameter. An additional perturbing rod is mounted in a suitable position to allow tuning by interaction with the electric field in the cavity. The input and output lines to the cavity are made to appear as matched loads by means of pads or isolators. This cavity design applies for spherical samples, having diameters restricted according to the preceding paragraph at a measuring frequency of 10 GHz.

6.5 Measuring apparatus

Figure 14, page 61, is a schematic diagram of the equipment required to make the measurements. Power from a suitable microwave source A, operated either unmodulated or with amplitude modulation, but free from frequency modulation, is fed through a precision variable attenuator F to the cavity G, and the output power is detected and indicated on a suitable meter H. The power incident on the precision attenuator is monitored at E by means of a directional coupler and crystal detector, and this incident power is kept constant throughout the measurement by means of a variable attenuator C. The microwave frequency, which is monitored at B, can be kept unchanged because the perturbing rod may be used to tune the cavity to the generator frequency. An adjustable magnetic field of sufficient stability perpendicular to the microwave magnetic field is applied to the specimen. The inhomogeneity of the applied field over the specimen shall be negligible compared to the linewidth being measured.

6.6 Measuring procedure

Set the generator frequency as closely as possible to 10 GHz. Tune the cavity for maximum transmission with the aid of the dielectric rod. Establish an input level measured at E, a setting α_0 on the precision attenuator, and an output level measured at H. Take this output level as reference value.

Introduire le spécimen dans la cavité. Cette opération devrait avoir un effet négligeable sur le niveau de sortie. Appliquer le champ magnétique et le régler pour obtenir une absorption maximale (une transmission minimale). Déterminer la nouvelle valeur α_r sur l'atténuateur de précision qui ramène le niveau de sortie à la valeur de référence. Déterminer la fréquence f_0 et le champ magnétostatique appliqué H_0 .

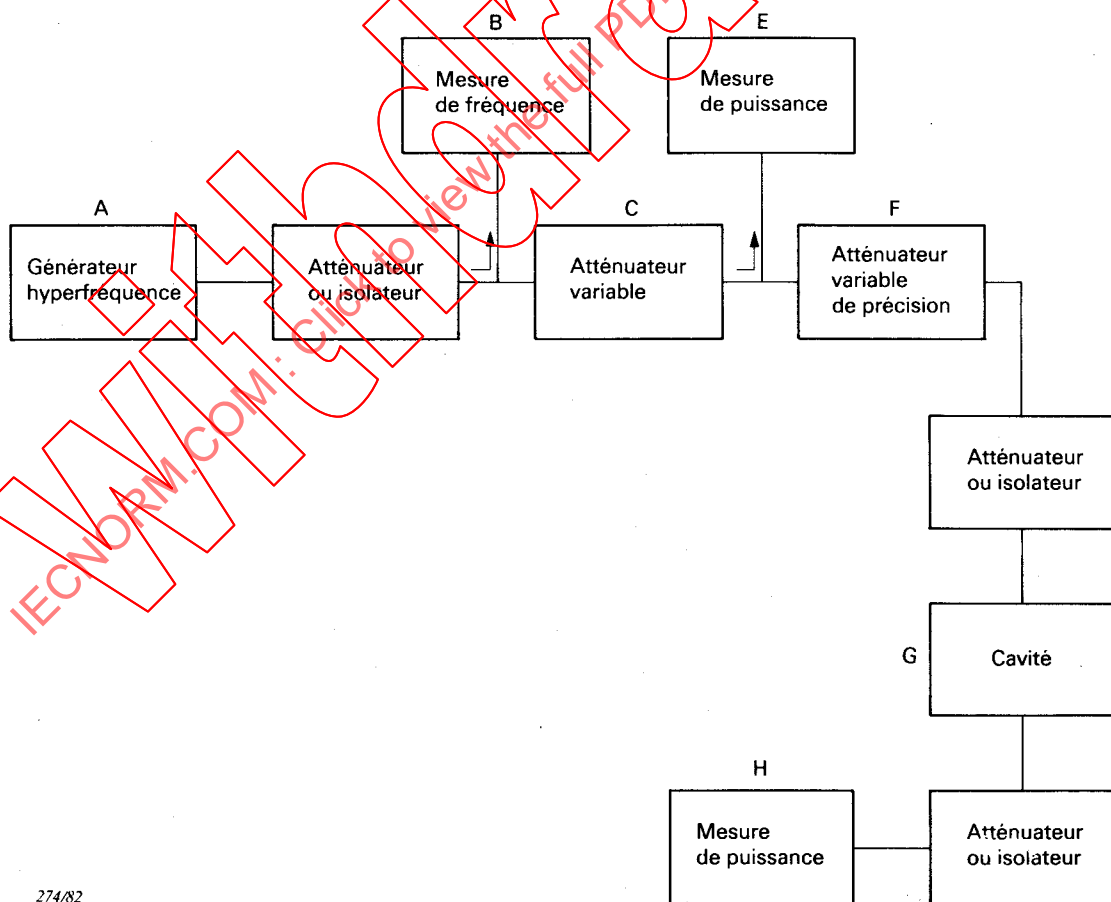
La largeur de raie de résonance gyromagnétique peut maintenant être obtenue par une des deux méthodes suivantes, fondamentalement semblables:

Méthode a)

Calculer la valeur d'atténuation permettant d'obtenir le niveau de sortie de référence aux points à mi-puissance à l'aide de l'équation (33a). Régler l'atténuateur de précision à cette valeur et faire varier le champ magnétique en notant les deux intensités de champ magnétique auxquelles le niveau de sortie de référence est obtenu, H_1 et H_2 .

Méthode b)

Calculer la valeur d'atténuation permettant d'obtenir le niveau de sortie de référence aux points à mi-puissance à l'aide de l'équation (33b). Régler l'atténuateur de précision à cette valeur et faire varier le champ magnétique pour obtenir le niveau de sortie de référence. Accorder la cavité pour une puissance de sortie maximale à l'aide de la baguette diélectrique; réajuster l'intensité du champ et l'accord de fréquence comme requis et noter la valeur finale du champ H_1 . Répéter la procédure à l'autre point à mi-puissance pour obtenir H_2 .



274/82

FIG. 14. — Diagramme schématisé du matériel nécessaire pour la mesure de la largeur de raie de résonance gyromagnétique et du facteur de Landé effectif à 10 GHz.

The gyromagnetic resonance linewidth may now be obtained by one of the following two essentially similar methods:

Calculate the attenuator setting to obtain the reference output level at the half-power points with the aid of equation (33a). Set the precision attenuator at this value and vary the magnetic field, noting the two magnetic field strengths at which the reference output level is obtained, H_1 and H_2 .

Calculate the attenuator setting to obtain the reference output level at the half-power points with the aid of equation (33b). Set the precision attenuator at this value and vary the magnetic field to obtain the reference output level. Retune the cavity for maximum output with the aid of the dielectric rod. Readjust the field strength and the tuning as required and note the final field strength value H_1 . Repeat the procedure at the other half-power point to obtain H_2 .

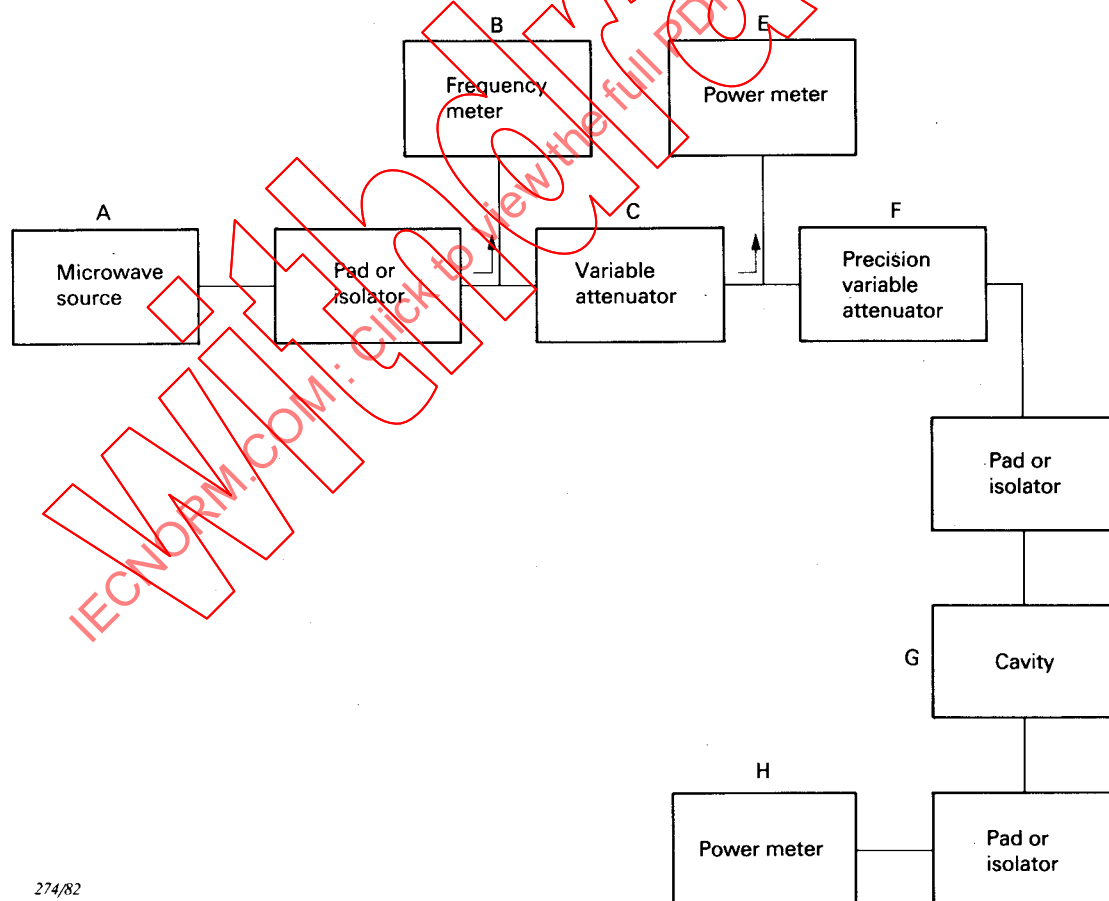


FIG. 14. — Schematic diagram of the equipment required for measurement of gyromagnetic resonance linewidth and effective Landé factor at 10 GHz.

En vue de contrôler la sphéricité et l'isotropie du spécimen, la sphère peut tourner dans la cavité. Les valeurs de champ mesurées ne dépendront pas de l'orientation du spécimen pour les matériaux isotropes correctement façonnés. Une variation de $\pm 1\%$ due à la rotation peut cependant être tolérée.

6.7 Calcul

Le facteur de Landé effectif est calculé à partir des valeurs connues de la fréquence et de l'intensité du champ de résonance selon l'équation (32).

La largeur de raie de résonance gyromagnétique est calculée suivant:

$$\Delta H = |H_1 - H_2| \quad (34)$$

sans examiner si la méthode *a)* ou la méthode *b)* a été employée pour la procédure de mesure.

6.8 Précision

Si la fréquence est mesurée avec une précision de $\pm 1\%$ et l'intensité du champ magnétique avec une précision de $\pm 2\%$, les erreurs relatives dans la détermination de ΔH et de g_{eff} deviennent respectivement égales à $\pm 5\%$ et $\pm 2\%$.

6.9 Présentation des valeurs

Les valeurs obtenues doivent être présentées comme suit:

- largeur de raie de résonance à 10 GHz, ΔH_{10} , à une température de $\theta^\circ\text{C}$: $p \text{ kAm}^{-1} \pm 5\%$;
- facteur effectif de Landé à 10 GHz, g_{10} , à une température de $\theta^\circ\text{C}$: $q \pm 2\%$.

où les nombres p et q sont donnés à trois chiffres significatifs.

Le rapport doit contenir aussi l'identification complète de l'échantillon.

7. Largeur de raie de résonance d'ondes de spin ΔH_k

7.1 Introduction

Les matériaux ferrites présentent une absorption anormale aux niveaux élevés de puissance r.f. qui résulte d'un couplage dépendant de la puissance entre le mode de précession uniforme et les ondes de spin, ou d'un couplage direct du champ r.f. aux ondes de spin. Par l'intermédiaire de ce transfert d'énergie, certaines amplitudes d'ondes de spin se développent. Les fréquences d'ondes de spin sont égales à la moitié de la fréquence appliquée ou à la fréquence appliquée. L'absorption est observée quand les ondes de spin sont paramétriquement excitées au-delà d'un niveau de seuil où une croissance instable des amplitudes d'ondes de spin se produit. Ce niveau de seuil, et donc le comportement correspondant à forte puissance du matériau ferrite, s'avère être lié à la largeur de raie d'onde de spin ΔH_k du matériau.

La largeur de raie des ondes de spin est une propriété importante du matériau et sa détermination est nécessaire pour caractériser un matériau. Non seulement les caractéristiques à puissance élevée des matériaux dépendent de ΔH_k , mais cette largeur de raie constitue aussi une indication des pertes dans des applications où le matériau est polarisé loin de la résonance. Pour des informations sur les ondes de spin en général et, en particulier, sur leur signification dans les applications aux ferrites hyperfréquences, les références données dans le paragraphe 7.11 seront consultées.

In order to check sphericity and isotropy of the specimen, the sphere may be rotated in the cavity. The values of field strength measured should not depend upon specimen orientation for correctly shaped isotropic materials. A variation of $\pm 1\%$ due to rotation may, however, be tolerated.

6.7 Calculation

The effective Landé factor is calculated from known values of frequency and resonance field strength according to equation (32).

The gyromagnetic resonance linewidth is calculated as:

$$\Delta H = |H_1 - H_2| \quad (34)$$

regardless of whether Method *a*) or Method *b*) is used for the measurement.

6.8 Accuracy

If frequency is measured with an accuracy of $\pm 1\%$ and magnetic field strength with an accuracy of $\pm 2\%$, the relative errors in the determination of ΔH and g_{eff} become equal to $\pm 5\%$ and $\pm 2\%$, respectively.

6.9 Data presentation

The values obtained shall be expressed as follows:

- resonance linewidth at 10 GHz, ΔH_{10} , at a temperature of $\theta^\circ\text{C}$: $p \text{ kAm}^{-1} \pm 5\%$;
- effective Landé factor at 10 GHz, g_{10} , at a temperature of $\theta^\circ\text{C}$: $q \pm 2\%$.

where the numbers p and q are given to three significant figures.

The report shall also include the unique identity of the sample.

7. Spin-wave resonance linewidth ΔH_k

7.1 Introduction

Ferrite materials exhibit an anomalous absorption at high r.f. power levels that results from a power dependent coupling between the uniform mode of precession and spin-waves, or through a direct coupling of r.f. field to spin-waves. Through this transfer of energy, certain spin-wave amplitudes build up. The spin-wave frequencies are equal to one-half the applied frequency or to the applied frequency. The absorption is observed when the spin-waves are parametrically excited beyond some threshold level where unstable growth of spin-wave amplitude occurs. This threshold level, and hence the relatively high power performance of the ferrite material, can be shown to be related to the spin-wave linewidth ΔH_k of the material.

Spin-wave linewidth is an important property of the material, and its determination is necessary to characterize the material completely. Not only do the high-power characteristics of the materials depend on ΔH_k , but this linewidth is also indicative of loss in applications where the material is biased far from resonance. For information about spin-waves in general and, in particular, about their significance in microwave ferrite applications, the references given in Sub-clause 7.11 should be consulted.

7.2 Objet

La procédure décrite permet la détermination de la largeur de raie des ondes de spin en hyperfréquences des matériaux gyromagnétiques. L'essai est fait à des fréquences proches de 10 GHz, sur des échantillons sphériques à température ambiante. Les échantillons monocristallins aussi bien que polycristallins peuvent être mesurés à l'aide de cette procédure. Dans le cas d'échantillons monocristallins, on doit tenir compte de l'orientation du cristal.

La mesure décrite ici se fonde sur la technique dite de pompage parallèle dans laquelle l'échantillon est polarisé en dessous de la résonance par un champ magnétostatique appliqué parallèlement au champ r.f. Dans cette disposition, l'échantillon présente des pertes magnétiques faibles aux niveaux de puissance r.f. faibles. Le champ r.f. de seuil est déterminé en observant l'établissement des pertes non linéaires mis en évidence par un changement dans la forme de l'impulsion r.f. Quoique la plupart des dispositifs fonctionnent avec des champs haute fréquence et magnétostatique perpendiculaires, cette méthode, employant le pompage parallèle pour des raisons de commodité, donne néanmoins des résultats indicatifs des pertes aux forts niveaux de puissance.

Pour les matériaux ayant de grands ΔH_k (de l'ordre de 1 kAm^{-1}), l'établissement de la dégradation de l'impulsion peut être difficile à observer, faisant de la mesure de μ'' en fonction de la puissance une méthode préférable (réf. [1]*), où μ'' est la partie imaginaire de la perméabilité complexe.

7.3 Théorie

L'excitation des ondes de spin au-delà du niveau de seuil est observée soit comme une augmentation des pertes aux valeurs de champs magnétostatiques en dessous de celui requis pour la résonance, ou comme une saturation et un élargissement de la raie principale de résonance. Ces effets sont indiqués dans la figure 15. Comme la résonance subsidiaire présente un seuil plus nettement défini, des mesures plus précises des niveaux de seuil sont possibles dans cette région.

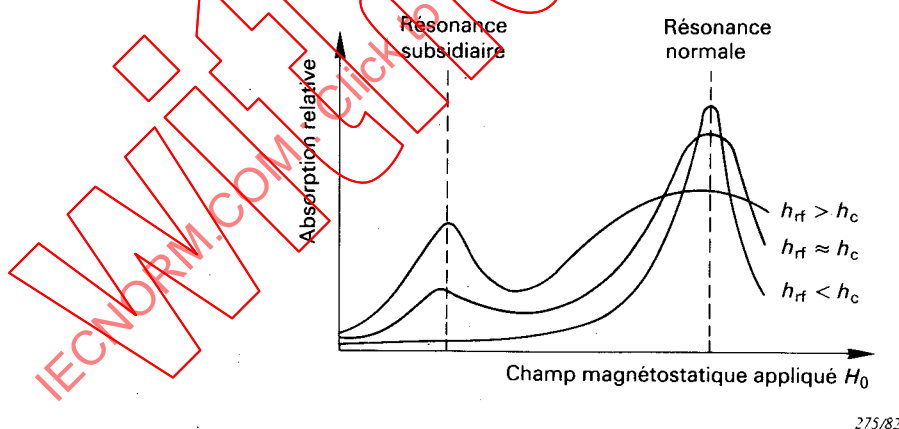


FIG. 15. — Absorption subsidiaire et saturation de la résonance normale.

Pour un champ r.f. croissant, l'absorption à haute puissance est d'abord observée en queue d'impulsion r.f. Lorsque le champ r.f. est augmenté au-delà de ce seuil, l'absorption se produit sur des fractions de plus en plus grandes de l'impulsion comme indiqué sur la figure 16, page 66.

* Pour les références de cet article, voir le paragraphe 7.11, page 72.

7.2 Object

The procedure described permits the determination of the microwave spin-wave linewidth of gyromagnetic materials. The test is made at frequencies near to 10 GHz, on spherical samples at room temperature. Both mono- and polycrystalline samples can be measured by this procedure. In the case of monocrystalline samples, account shall be taken of the orientation of the crystal.

The measurement described here is based on the so-called parallel pump technique wherein the sample is biased below resonance by a magnetostatic field applied parallel to the r.f. field. In this arrangement, the sample shows low magnetic loss at low r.f. power levels. The threshold r.f. field is determined by observing the onset of non-linear loss as evidenced by a change in shape of the r.f. pulse. Although most devices operate with perpendicular high-frequency and magnetostatic fields, this method, employing parallel pumping for convenience, nevertheless gives results indicative of the losses at high-power levels.

For materials having a large ΔH_k (of the order of 1 kAm^{-1}), the onset of pulse deterioration may be difficult to observe, making measurement of μ'' as a function of power a preferable method (ref. [1]*), where μ'' is the imaginary part of the complex permeability.

7.3 Theory

The excitation of spin-waves beyond the threshold level is observed either as an increase in loss at magnetostatic field values below that required for resonance or as a saturation and broadening of the main resonance line. These effects are indicated in Figure 15. Because the subsidiary resonance exhibits a more sharply defined threshold, more accurate measurements of threshold level are possible in that region.

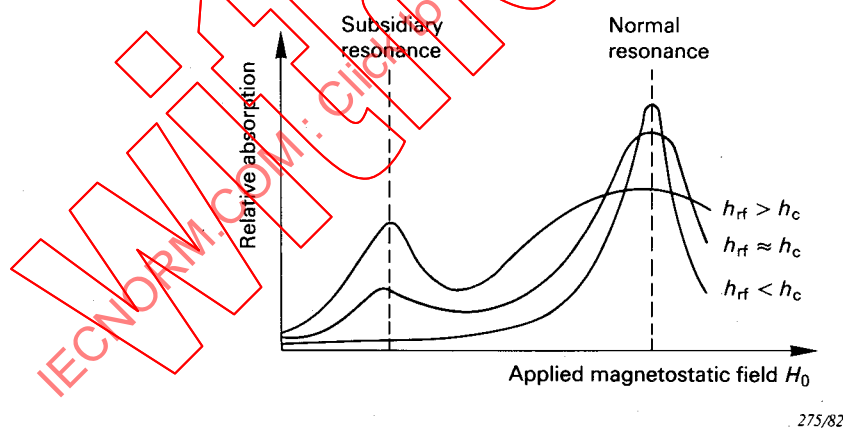


FIG. 15. — Subsidiary absorption and saturation of the normal resonance.

With increasing r.f. field, high power absorption is first observed at the trailing edge of the r.f. pulse. As the r.f. field is increased beyond this threshold, absorption occurs over increasingly larger fractions of the pulse as indicated in Figure 16, page 67.

* For references of this clause, see Sub-clause 7.11, page 73.

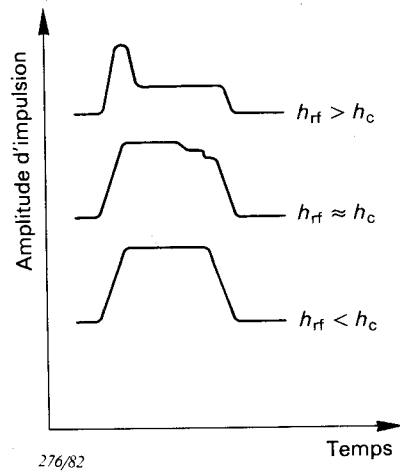


FIG. 16. — Détérioration de l'impulsion à l'établissement de la résonance subsidiaire.

Ce comportement résulte du temps nécessaire à la croissance de l'amplitude des ondes de spin et peut conduire à une ambiguïté dans la détermination du champ critique h . On trouve expérimentalement que les valeurs mesurées de champ critique sont une fonction de t_d , où t_d est la durée d'impulsion. Les mesures seront effectuées au mieux avec une largeur d'impulsion longue par rapport au temps requis pour la croissance des ondes de spin au seuil. Pour les matériaux polycristallins avec $\Delta H_k > 800 \text{ Am}^{-1}$, une largeur d'impulsion de $1 \mu\text{s}$ convient, mais, pour des matériaux avec $\Delta H_k < 800 \text{ Am}^{-1}$, une largeur d'impulsion plus grande est nécessaire. Les limitations du matériel peuvent rendre cela impossible et, suivant un autre procédé, les mesures de h peuvent être effectuées à des largeurs d'impulsion différentes et extrapolées comme l'indique la figure 17 pour obtenir la valeur réelle.



FIG. 17. — Champ r.f. critique mesuré en fonction de la durée d'impulsion t_d .

Le champ de seuil h_c est égal au champ magnétique r.f. à l'endroit de l'échantillon au niveau de puissance critique. Quand l'échantillon est placé au centre d'une cavité TE_{10n} (où n est pair), le champ r.f. est donné par:

$$h_{\text{rf}} = 4 \sqrt{\frac{P_{\text{in}} \cdot Q_L}{s \cdot \mu_0 \pi f_0 \cdot abd \left[1 + \left(\frac{d}{na} \right)^2 \right]}} \quad (35)$$

où:

$s = 1 + \gamma_1$ (couplage sous-critique)

$s = 1 + \frac{1}{\gamma_1}$ (couplage sur-critique)

γ_1 = ROS d'entrée de la cavité à la résonance

P_{in} = puissance de crête incidente à la résonance

Q_L = Q en charge de la cavité

a, b, d = largeur, hauteur et longueur de la cavité, respectivement

f_0 = fréquence de résonance de la cavité

μ_0 = constante magnétique

n = nombre de demi-longueurs d'onde le long de la cavité

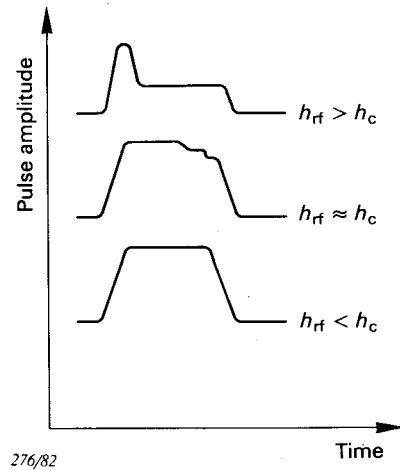
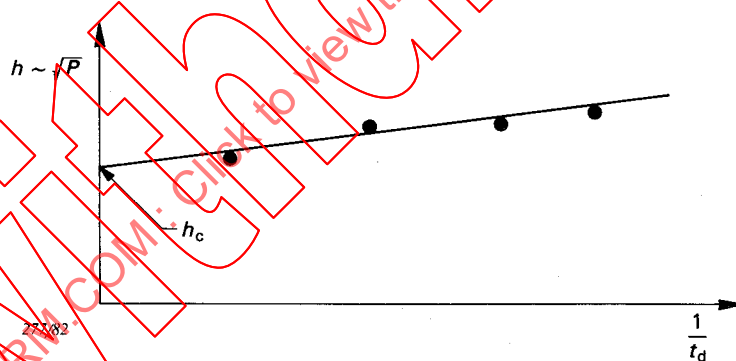


FIG. 16. — Pulse deterioration at onset of subsidiary resonance.

This behaviour is a result of the time required for the spin-wave amplitude to build up and can lead to some ambiguity in critical field determination h . It is experimentally found that measured critical field values are a function of t_d , where t_d is the pulse duration. Optimally, the measurements should be made with a pulse whose duration is long compared to the time required for spin-wave build-up at threshold. For polycrystalline materials with $\Delta H_k > 800 \text{ Am}^{-1}$, a pulse length of $1 \mu\text{s}$ is adequate, but for materials with $\Delta H_k < 800 \text{ Am}^{-1}$, a longer pulse length is necessary. Equipment limitations may make this impossible and, as an alternative, measurements of h can be made at different pulse lengths and extrapolated as indicated in Figure 17 to obtain the true value.

FIG. 17. — Measured critical r.f. field strength as a function of pulse duration t_d .

The threshold field strength h_c is equal to the r.f. magnetic field strength at the sample at the critical power level. When the sample is located at the centre of a TE_{10n} cavity (where n is even), the r.f. field strength is given by:

$$h_{\text{rf}} = 4 \sqrt{\frac{P_{\text{in}} \cdot Q_L}{s \cdot \mu_0 \pi f_0 \cdot abd \left[1 + \left(\frac{d}{na} \right)^2 \right]}} \quad (35)$$

where:

$s = 1 + \gamma_1$ (subcritical coupling)

$s = 1 + \frac{1}{\gamma_1}$ (overcritical coupling)

γ_1 = input VSWR of cavity at resonance

P_{in} = peak power incident at resonance

Q_L = loaded Q of the cavity

a, b, d = cavity width, height and length, respectively

f_0 = resonant frequency of the cavity

μ_0 = magnetic constant

n = number of half-wavelengths along the cavity

A partir de ce champ de seuil, la largeur de raie d'ondes de spin ΔH_k peut être calculée dans le cas général par la formule:

$$\Delta H_k = h_c \cdot \frac{\omega_m}{\omega} \cdot \sin^2 \theta_k \quad (36)$$

où θ_k est l'angle entre la direction de propagation de l'onde de spin et la direction du champ magnétostatique, et ω , ω_m ont les significations données ci-dessous.

La plus faible valeur de h_c est obtenue lorsque $\theta_k = \pi/2$, auquel cas:

$$\Delta H_k = h_c \cdot \frac{\omega_m}{\omega} \quad (37)$$

où:

$$\omega_m = \gamma \mu_0 M_s$$

γ = rapport gyromagnétique

M_s = aimantation à saturation

ω = pulsation de fonctionnement

Dans le cas d'échantillons monocristallins, ω_m doit être corrigé en tenant compte de l'anisotropie.

Le seuil minimal pour le pompage parallèle se produit lorsque les ondes de spin de $\theta_k = \pi/2$ sont dégénérées avec une demi-fois la fréquence de fonctionnement, et, dans le cas d'une sphère, il se produit pour un champ magnétostatique appliqué H_0 donné par:

$$H_0 \approx -\frac{M_s}{6} + \frac{1}{2} \sqrt{M_s^2 + \left(\frac{\omega}{\gamma \mu_0} \right)^2} \quad (38)$$

7.4 Echantillon d'essai et cavité

L'échantillon à mesurer doit être sphérique et avoir un diamètre compris entre 1 mm et 2 mm. Une cavité en transmission, du type représenté sur la figure 18, peut convenir, fonctionnant en

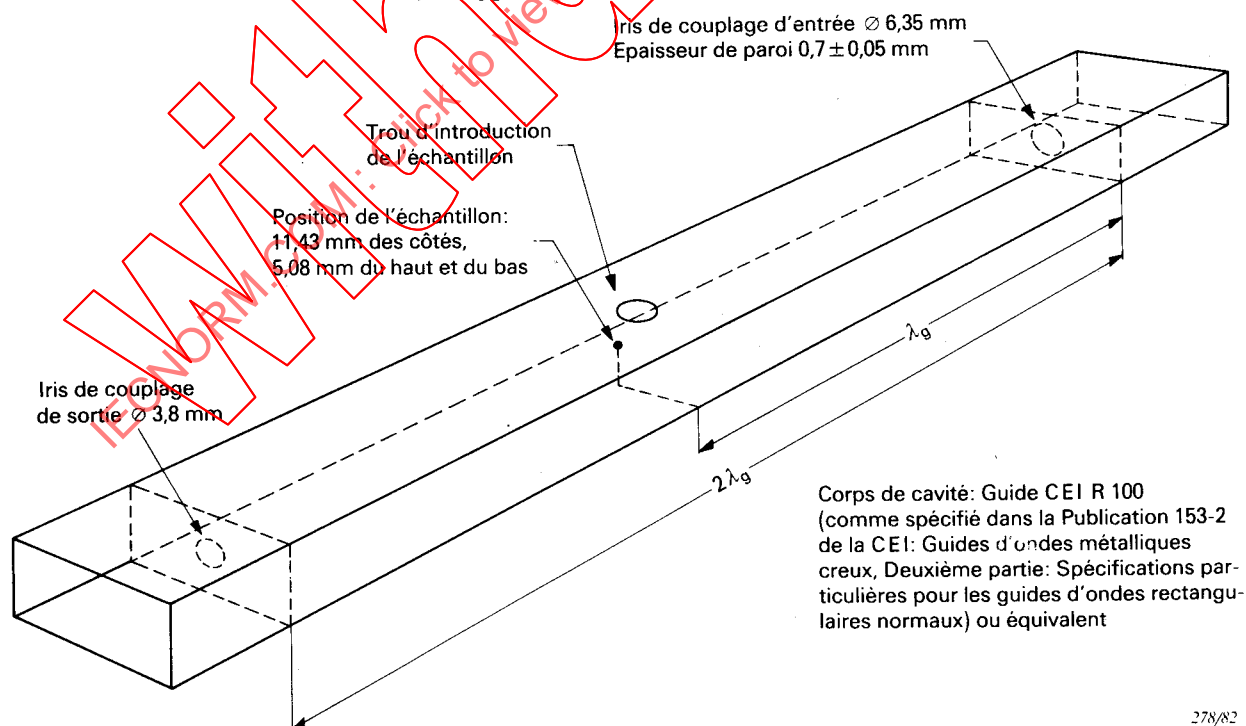


FIG. 18. — Cavité TE_{104} typique pour la mesure de la largeur de raie de résonance d'ondes de spin à environ 9,3 GHz.

From this threshold field strength, the spin-wave linewidth ΔH_k in the general case can be calculated from the formula:

$$\Delta H_k = h_c \cdot \frac{\omega_m}{\omega} \cdot \sin^2 \theta_k \quad (36)$$

where θ_k is the angle between the spin wave propagation direction and the direction of the magnetostatic field, and ω , ω_m have the meanings given below.

The lowest value of h_c is obtained when $\theta_k = \pi/2$, in which case:

$$\Delta H_k = h_c \cdot \frac{\omega_m}{\omega} \quad (37)$$

where:

$$\omega_m = \gamma \mu_0 M_s$$

γ = gyromagnetic ratio

M_s = saturation magnetization

ω = operating angular frequency

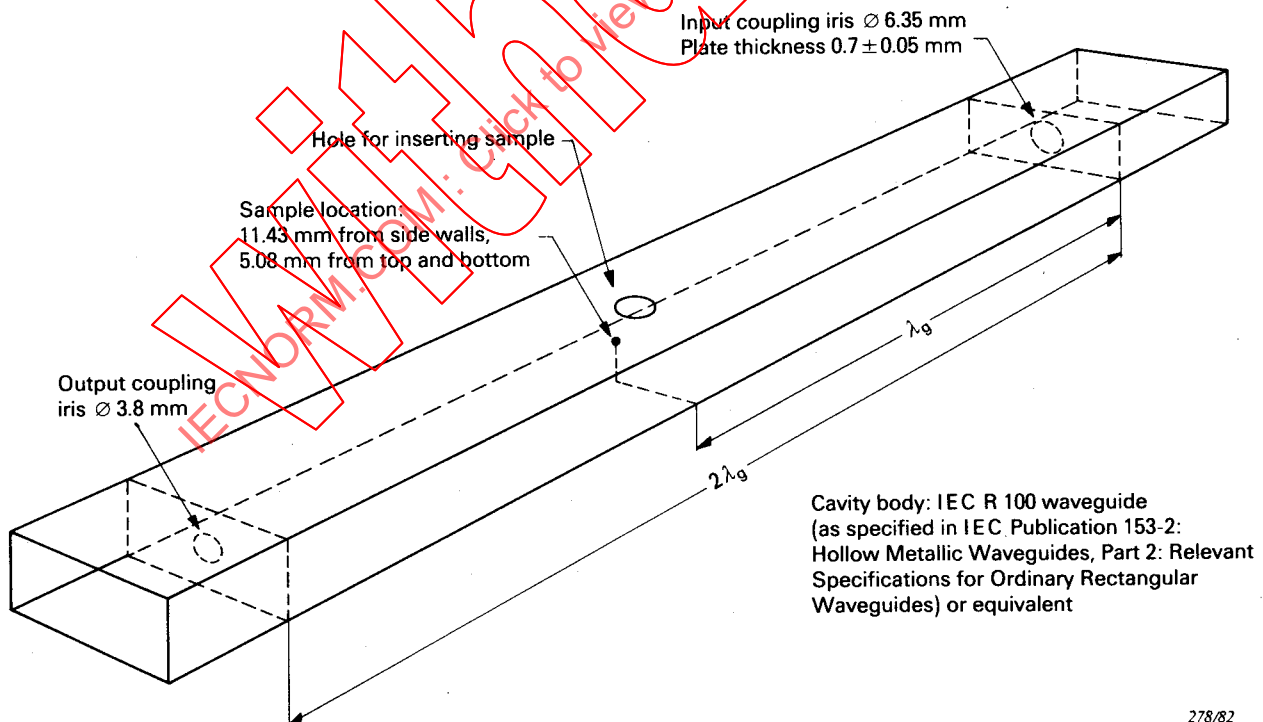
In the case of monocrystalline samples, ω_m shall be corrected with regard to anisotropy.

The minimum threshold for parallel pumping occurs when spin-waves with $\theta_k = \pi/2$ are degenerate with one-half the operating frequency, and, in the case of a sphere, this occurs at an applied magnetostatic field strength H_0 given by:

$$H_0 \approx -\frac{M_s}{6} + \frac{1}{2} \sqrt{M_s^2 + \left(\frac{\omega}{\gamma \mu_0} \right)^2} \quad (38)$$

7.4 Test specimen and cavity

The sample to be measured shall be spherical and have a diameter between 1 mm and 2 mm. A transmission cavity of the type sketched in Figure 18 can be conveniently used as a TE_{104}



278/82

FIG. 18. — Typical TE_{104} cavity for the measurement of spin-wave resonance linewidth at about 9.3 GHz.

tant que cavité TE_{104} résonnant entre 9 GHz et 10 GHz avec un Q en charge compris entre 2 000 et 3 000. L'échantillon est monté sur une baguette de silice fondue ou d'un autre diélectrique convenable et placé au centre de la section transversale de la cavité en un point de champ électrique r.f. minimal et de champ magnétique r.f. maximal. Le trou pour introduire l'échantillon dans la cavité est centré sur le grand côté de la cavité.

7.5 Appareillage de mesure

La figure 19 est un diagramme fonctionnel du matériel nécessaire. Le modulateur d'impulsion A pilote le magnétron B à un facteur de forme d'environ 10^{-4} et envoie une impulsion de synchronisation à l'oscilloscope L. L'isolateur C présente une impédance adaptée au magnétron et le diviseur de puissance D permet à la puissance arrivant sur la cavité d'essai F de varier sur une plage d'au moins 20 dB. La puissance inutilisée est dissipée dans la charge de puissance E. La fréquence et le niveau de puissance incidente sur la cavité d'essai sont mesurés par le fréquencemètre H et l'instrument de mesure de puissance de crête I. Cette mesure est accomplie avec un coupleur directionnel dont la directivité dépasse 40 dB. La puissance réfléchie par la cavité à la résonance est mesurée à travers un coupleur identique par l'instrument de mesure de puissance de crête G. En comparant les lectures des instruments G et I, on peut obtenir le coefficient de réflexion en puissance Γ et calculer le ROS d'entrée γ_1 . Le signal transmis est envoyé dans une charge de puissance J, dérivé à travers un coupleur directionnel sur un détecteur cristal K et affiché sur l'oscilloscope L.

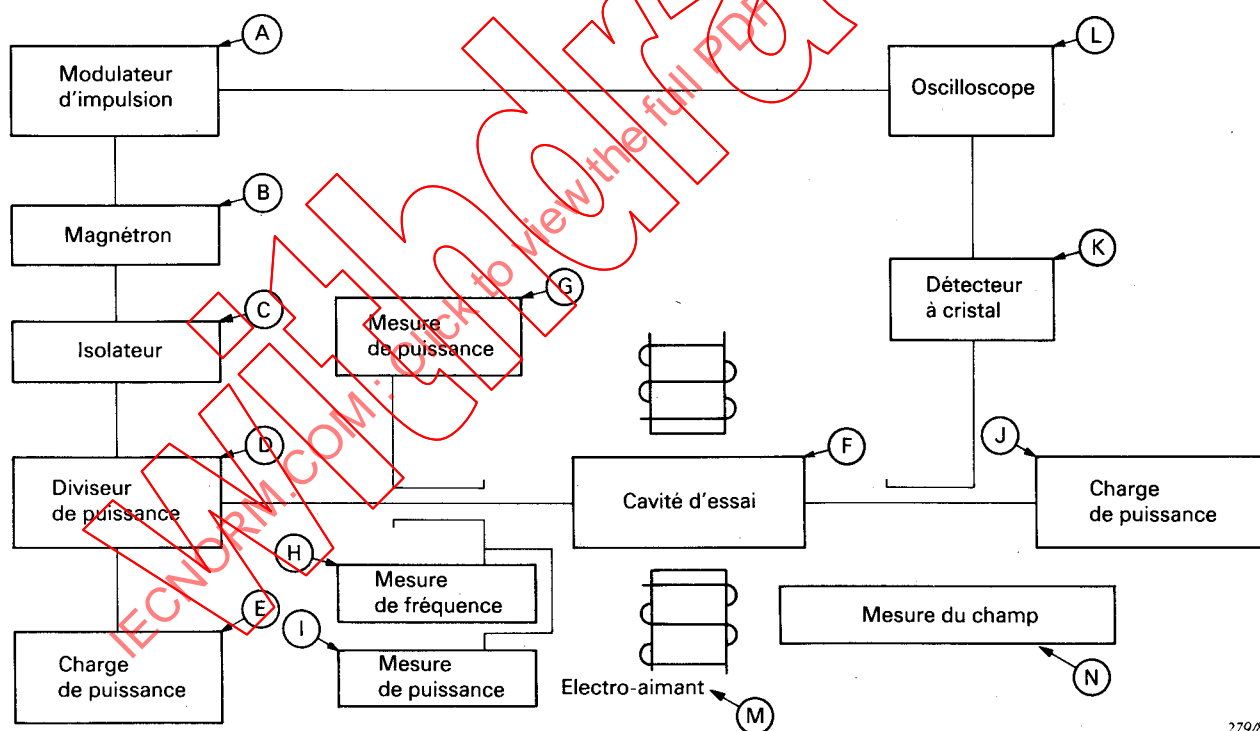


FIG. 19. — Diagramme fonctionnel du matériel de mesure de la largeur de raie de résonance d'ondes de spin.

7.6 Etalonnage

Le Q en charge de la cavité doit être déterminé. Cela peut être aisément effectué avec le matériel et les procédures utilisées pour déterminer la permittivité complexe des matériaux ferrites (voir l'article 9).

cavity resonant between 9 GHz and 10 GHz with a loaded Q of between 2 000 and 3 000. The sample is mounted on a rod of fused silica or other suitable dielectric, and positioned in the centre of the cavity cross-section at a point of minimum r.f. electric field and maximum r.f. magnetic field. The hole for inserting the sample into the cavity is centred in the broad wall of the cavity.

7.5 Measuring apparatus

Figure 19 is a block diagram of the equipment required. The pulse modulator A operates the magnetron B at a duty cycle of about 10^{-4} and provides a synchronizing pulse to the oscilloscope L. The isolator C provides an impedance matched to the magnetron and the power divider D allows the power to the test cavity F to be varied over at least a 20 dB range. The unused power is dissipated in the high-power termination E. The frequency and power level incident on the test cavity are monitored by the frequency meter H and the peak power meter I. This monitoring is accomplished with a directional coupler whose directivity exceeds 40 dB. The power reflected from the cavity at resonance is monitored through an identical coupler by the peak power meter G. By comparing the readings of meters G and I, the power reflection coefficient Γ can be obtained and the input voltage standing wave ratio V_{SWR} computed. The transmitted signal is terminated in a high-power termination J, sampled through a directional coupler by a crystal detector K and displayed on the oscilloscope L.

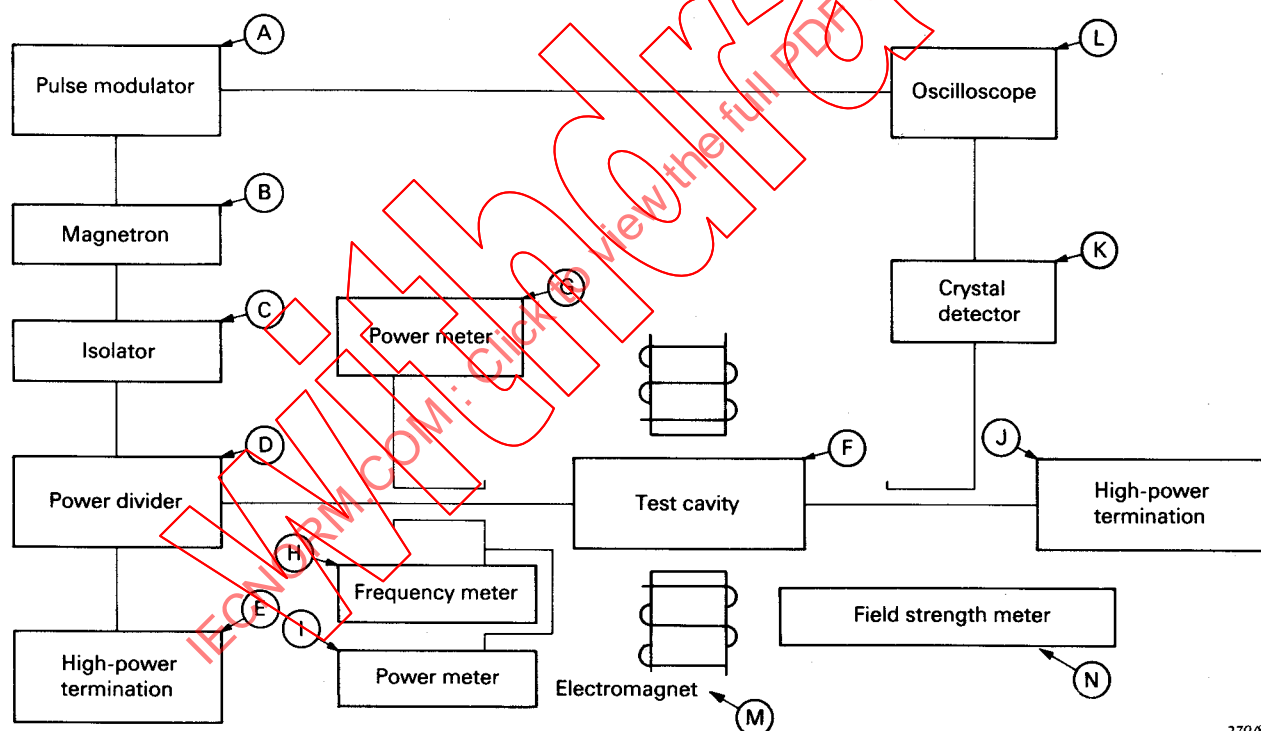


FIG. 19. — Block diagram of spin-wave resonance linewidth test equipment.

7.6 Calibration

The loaded Q of the cavity shall be determined. This can be easily accomplished with the equipment and procedures used to determine the complex permittivity of ferrite materials (see Clause 9).

7.7 Procédure de mesure

L'échantillon à mesurer est monté dans la cavité et le champ fourni par l'électro-aimant M est ajusté à l'aide de l'instrument de mesure du champ N pour fournir un champ magnétostatique approximativement égal à celui qui est calculé par l'équation (38). Ce champ doit être orienté dans un plan parallèle au grand côté du guide d'onde et normal à l'axe longitudinal du guide, c'est-à-dire parallèle au champ magnétique r.f. dans le guide à l'endroit de l'échantillon.

La fréquence du magnétron est mise en coïncidence avec la fréquence de résonance de la cavité en réglant la fréquence pour obtenir une sortie maximale du détecteur à cristal K. La durée d'impulsion doit être rendue aussi longue que possible et le taux de répétition ajusté pour assurer un facteur de forme de l'ordre de 10^{-4} . Le magnétron fonctionnant à la fréquence de résonance de la cavité, le coefficient de réflexion en puissance peut être déterminé à partir des lectures sur les instruments G et I.

Le diviseur de puissance est réglé pour que le champ magnétique r.f. dans la cavité selon l'équation (35) soit bien en dessous de la valeur critique puis augmenté jusqu'à ce qu'une détérioration de la forme de l'impulsion soit observée. Le champ magnétostatique est alors soigneusement réglé autour de la valeur déterminée H_0 de façon à réduire le champ critique. Le niveau de puissance incidente qui crée d'abord une dégradation perceptible dans la forme de la queue de l'impulsion peut alors être utilisé pour calculer le niveau de puissance r.f. critique pour cette largeur d'impulsion.

Si cela est nécessaire, comme indiqué au paragraphe 7.3, la mesure sera répétée pour des largeurs d'impulsion plus courtes afin d'établir une base pour l'extrapolation jusqu'à une largeur d'impulsion infinie.

7.8 Calcul

A partir de la valeur de h_c , la largeur de raie d'ondes de spin ΔH_k est calculée par l'équation (37).

7.9 Précision

La détermination du facteur de qualité Q_L en charge de la cavité doit être faite avec une précision de $\pm 3\%$. La détermination du niveau de puissance incidente doit être effectuée avec une précision de $\pm 10\%$. Les mesures des dimensions de la cavité et de la fréquence de résonance sont aisément effectuées à moins de $\pm 0,5\%$. Cela restreint l'erreur estimée pour ΔH_k à $\pm 15\%$.

La technique de mesure décrite ici est avant tout destinée à l'évaluation des grenats et spinelles ferrimagnétiques couramment fabriqués pour emploi dans les dispositifs à ferrite hyperfréquence. La précision peut être améliorée en employant des techniques de cavité en réflexion.

7.10 Présentation des données

La valeur de ΔH_k doit être reportée avec la fréquence et la température auxquelles les mesures ont été effectuées ainsi que l'identification complète de l'échantillon. La précision estimée de la mesure doit être aussi donnée.

7.11 Références

- [1] C. E. Patton and J. J. Green: *Rev. Sci. Instr.*, **42**, n° 2, pp. 193-195, fév. 1971.
- [2] C. E. Patton: *A Review of MW-Relaxation in Polycrystalline Ferrites*, IEEE Trans. Magn. **8**, 1972.

7.7 Measuring procedure

The sample to be measured is mounted in the cavity and the field supplied by the electromagnet M is adjusted with the aid of the field strength meter N to provide a magnetostatic field strength approximately equal to that calculated from equation (38). This field shall be oriented in a plane parallel to the broad wall of the waveguide and normal to the longitudinal axis of the guide, i.e. parallel to the r.f. magnetic field in the guide at the sample location.

The frequency of the magnetron is made to coincide with the resonant frequency of the cavity by adjusting the frequency for maximum output of the crystal detector K. The pulse duration shall be made as long as possible and the repetition rate adjusted to yield a duty cycle of the order of 10^{-4} . With the magnetron operating at the resonant frequency of the cavity, the power reflection coefficient can be determined from readings at meters G and I.

The power divider is adjusted so that the r.f. magnetic field in the cavity according to equation (35) is well below the critical value and then increased until some deterioration of pulse shape is observed. The magnetostatic field is then carefully adjusted about the determined value H_0 to minimize the critical field strength. The incident power level that first causes a perceptible degradation in shape of the trailing edge of the pulse can then be used to calculate the critical r.f. power level for that pulse length.

When necessary, as indicated in Sub-clause 7.3, the measurement should be repeated for shorter pulse lengths to establish a basis for extrapolation to infinite pulse length.

7.8 Calculation

From the value of h_c , the spin-wave linewidth ΔH_k is calculated from equation (37).

7.9 Accuracy

The determination of the quality factor of the loaded cavity Q_L shall be made to an accuracy of $\pm 3\%$. Incident power level determination shall be made to an accuracy of $\pm 10\%$. Cavity dimensions and resonant frequency measurements are easily made to within $\pm 0.5\%$. This restricts the expected error in ΔH_k to $\pm 15\%$.

The measurement technique described here is primarily intended for the evaluation of those ferrimagnetic garnets and spinels currently manufactured for use in microwave ferrite devices. Accuracy can be improved by employing reflection cavity techniques.

7.10 Data presentation

The value of ΔH_k shall be reported together with the frequency and temperature at which the measurements were made and the unique identity of the sample. The estimated accuracy of the measurement shall also be given.

7.11 References

- [1] C. E. Patton and J. J. Green: *Rev. Sci. Instr.*, **42**, No. 2, pp. 193-195, Feb. 1971.
- [2] C. E. Patton: *A Review of MW-Relaxation in Polycrystalline Ferrites*, IEEE Trans. Magn. **8**, 1972.

8. Largeur de raie effective ΔH_{eff}

8.1 Introduction

A des champs magnétostatiques très différents de celui qui est requis pour la résonance à la fréquence de travail, le calcul des composantes du tenseur de perméabilité effectué en utilisant la largeur de raie de résonance gyromagnétique ΔH donne des résultats qui peuvent être grossièrement faux. Par conséquent, les valeurs des pertes d'insertion ne peuvent pas être prédites avec une précision suffisante. Afin d'éliminer cette difficulté, on définit une largeur de raie effective ΔH_{eff} qui tient compte des écarts par rapport à l'allure classique lorentzienne. Dans ce contexte, la largeur de raie effective s'identifie avec le paramètre de relaxation W donné dans la référence [1]*. La connaissance de la variation de fréquence correspondante S est aussi nécessaire pour effectuer un calcul formel de la partie imaginaire μ''_+ de la perméabilité pour le sens positif de polarisation circulaire.

8.2 Objet

Cette méthode concerne la mesure des composantes du tenseur de perméabilité magnétique d'où est déduite la largeur de raie effective. La méthode est valable pour des ferrites polycristallines magnétiquement saturées isotropes fonctionnant aux hyperfréquences, en dehors de la région de résonance gyromagnétique et à bas niveau de puissance. L'échantillon d'essai est une baguette placée coaxialement dans une cavité cylindrique résonnante et soumise à un champ magnétostatique axial. La largeur de raie effective est un paramètre utile en ce qui concerne les pertes d'insertion des dispositifs hyperfréquences.

8.3 Théorie

8.3.1 Définitions

Dans un milieu magnétique isotrope, soumis à un champ magnétostatique H_0 , la densité du flux magnétique hyperfréquence B est reliée au champ magnétique hyperfréquence H par l'équation suivante:

$$B = \mu_0 (\mu) H = \mu_0 (1 + \kappa) H \quad (39)$$

où:

μ_0 = constante magnétique

(μ) = perméabilité tensorielle relative du milieu

(κ) = susceptibilité tensorielle relative du milieu

(μ) et (κ) sont fonctions de H_0

En pompage perpendiculaire, le tenseur de susceptibilité peut être réduit à une expression bi-dimensionnelle.

$$(\kappa) = \begin{pmatrix} \kappa_+ & 0 \\ 0 & \kappa_- \end{pmatrix} \quad (40)$$

où κ_+ et κ_- sont les susceptibilités pour les ondes polarisées circulaires respectivement positives et négatives. Ce sont généralement des quantités complexes:

$$\kappa_{\pm} = \kappa'_{\pm} - j\kappa''_{\pm} \quad (41)$$

la partie imaginaire κ'' résultant des pertes magnétiques dans le milieu et reliée à la largeur de raie effective ΔH_{eff} :

$$\Delta H_{\text{eff}} = 2 M_s \cdot \text{Im} \left(\frac{1}{\kappa_+} \right) \quad (42)$$

où M_s est l'aimantation à saturation.

Cependant, ces susceptibilités κ_{\pm} sont des susceptibilités intrinsèques du milieu. En raison des effets démagnétisants, les quantités obtenues lors d'une mesure en cavité sont des susceptibilités effectives:

$$\kappa_{\pm e} = \kappa'_{\pm e} - j\kappa''_{\pm e} \quad (43)$$

* Pour les références de cet article, voir le paragraphe 8.12, page 86.

8. Effective linewidth ΔH_{eff}

8.1 Introduction

At magnetostatic field strengths widely different from that required for resonance at the working frequency, calculation of the permeability tensor components using the gyromagnetic resonance linewidth ΔH yields results which can be grossly in error. Consequently, insertion loss values cannot be predicted with sufficient accuracy. In order to eliminate this difficulty an effective linewidth ΔH_{eff} is defined, which takes into account any deviations from the classical Lorentzian behaviour. In this context, effective linewidth means the relaxation parameter W as given in reference [1]*. Knowledge of the related frequency shift S is also required to make a formal calculation of the imaginary part μ''_+ of the permeability for the clockwise sense of circular polarization.

8.2 Object

This method covers the measurement of the magnetic permeability tensor components from which the effective linewidth is deduced. The method is valid for magnetically saturated polycrystalline isotropic ferrites operating at microwave frequencies, outside the gyromagnetic resonance region and at low power level. The test specimen is a rod, arranged coaxially in a resonant cylindrical cavity and submitted to an axial magnetostatic field. The effective linewidth is a useful parameter as regards the insertion loss of microwave devices.

8.3 Theory

8.3.1 Definitions

In an isotropic magnetic medium, submitted to a magnetostatic field H_0 , the microwave magnetic flux density B is related to the microwave magnetic field strength H by the following equation:

$$B = \mu_0(\mu)H = \mu_0(1 + \kappa)H \quad (39)$$

where:

μ_0 = magnetic constant

(μ) = relative tensor permeability of the medium

(κ) = relative tensor susceptibility of the medium

(μ) and (κ) are functions of H_0

In perpendicular pumping, the susceptibility tensor may be reduced to a two-dimensional expression:

$$(\kappa) = \begin{pmatrix} \kappa_+ & 0 \\ 0 & \kappa_- \end{pmatrix} \quad (40)$$

where κ_+ and κ_- are the susceptibilities for the clockwise and counter-clockwise circularly polarized waves, respectively. Usually, they are complex quantities:

$$\kappa_{\pm} = \kappa'_{\pm} - j\kappa''_{\pm} \quad (41)$$

the imaginary part κ'' originating from the magnetic losses in the medium, and being related to the effective linewidth ΔH_{eff} :

$$\Delta H_{\text{eff}} = 2M_s \cdot \text{Im}\left(\frac{1}{\kappa_+}\right) \quad (42)$$

where M_s is the saturation magnetization.

However, these susceptibilities κ_{\pm} are intrinsic susceptibilities of the medium. Due to demagnetizing effects, the quantities obtained through measurement in a cavity are effective susceptibilities:

$$\kappa_{\pm e} = \kappa'_{\pm e} - j\kappa''_{\pm e} \quad (43)$$

* For references of this clause, see Sub-clause 8.12, page 87.

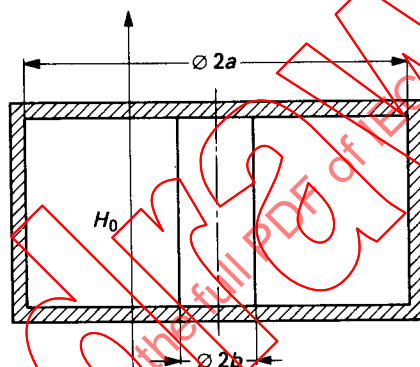
Puisque $Im\left(\frac{1}{\kappa_{+e}}\right)$ est égal à $Im\left(\frac{1}{\kappa_{+}}\right)$, indépendamment du facteur de démagnétisation N , ΔH_{eff} peut être réécrit:

$$\Delta H_{\text{eff}} = 2 M_s \cdot Im\left(\frac{1}{\kappa_{+e}}\right) = 2 M_s \frac{\kappa_{+e}''}{(\kappa_{+e}')^2 + (\kappa_{+e}'')^2} \quad (44)$$

8.3.2 Mesure

Un résonateur cylindrique TM_{110} et un échantillon en forme de cylindre sont utilisés pour la mesure (voir figures 20 et 21).

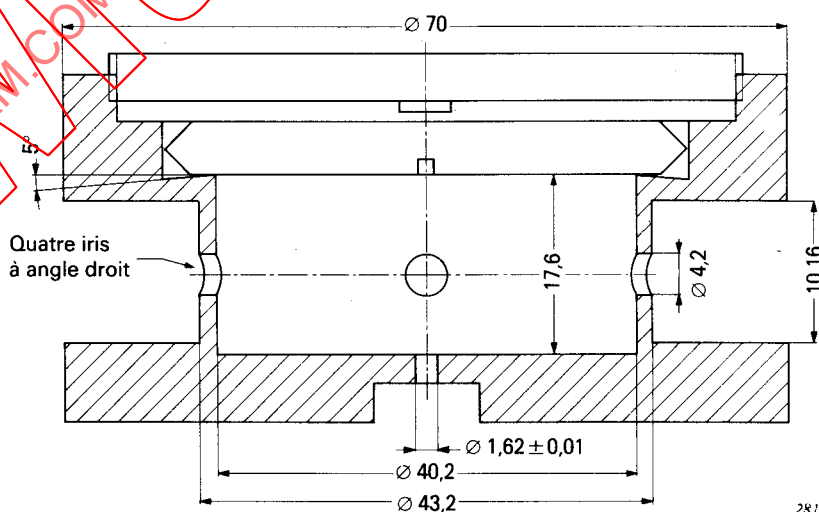
Avec un champ magnétique appliqué H_0 et pour le sens positif de polarisation circulaire du champ magnétique hyperfréquence, les quantités suivantes doivent être mesurées: la fréquence de résonance et le Q en charge de la cavité avec et sans l'échantillon, ainsi que les dimensions de la cavité et de l'échantillon. Le Q en charge de la cavité vide est déterminé en introduisant un échantillon magnétique à faibles pertes saturé au-dessus de 1 MA m^{-1} .



280/82

FIG. 20. — Vue en coupe de la cavité avec l'échantillon.

Si f_0 est la fréquence de résonance de la cavité vide et $f = f_0 + \delta f_+$ celle de la cavité contenant l'échantillon, κ_{+e}' et κ_{+e}'' peuvent être exprimés en fonction de $\delta f_+/f_0$ par une approximation, selon réf. [2], comme suit:



281/82

FIG. 21. — Dimensions, en millimètres, de la cavité conçue pour résonner à une fréquence de 9,1 GHz

Since $\text{Im}\left(\frac{1}{\kappa_{+e}}\right)$ is equal to $\text{Im}\left(\frac{1}{\kappa_{+}}\right)$, independent of the demagnetizing factor N , ΔH_{eff} may then be rewritten:

$$\Delta H_{\text{eff}} = 2 M_s \cdot \text{Im}\left(\frac{1}{\kappa_{+e}}\right) = 2 M_s \frac{\kappa_{+e}''}{(\kappa_{+e}')^2 + (\kappa_{+e}'')^2} \quad (44)$$

8.3.2 Measurement

A cylindrical TM_{110} resonator and a rod-shaped specimen are used for the measurement (see Figures 20 and 21).

With the applied magnetic field H_0 and for a circular polarization in the clockwise sense of the microwave magnetic field, the following quantities shall be measured: the resonant frequency and loaded Q of the cavity with and without the sample, and the dimensions of the cavity and the sample. The loaded Q of the empty cavity is checked by inserting a low-loss magnetic sample saturated above 1 MA m^{-1} .

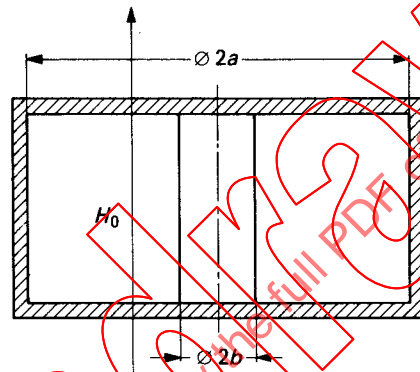


FIG. 20 — Sectional view of the cavity with specimen.

If f_0 is the resonance frequency of the empty cavity and $f = f_0 + \delta f_+$ is that of the cavity containing the specimen, κ_{+e}' and κ_{+e}'' may be expressed as functions of $\delta f_+/f_0$ by an approximation, according to ref. [2], as follows:

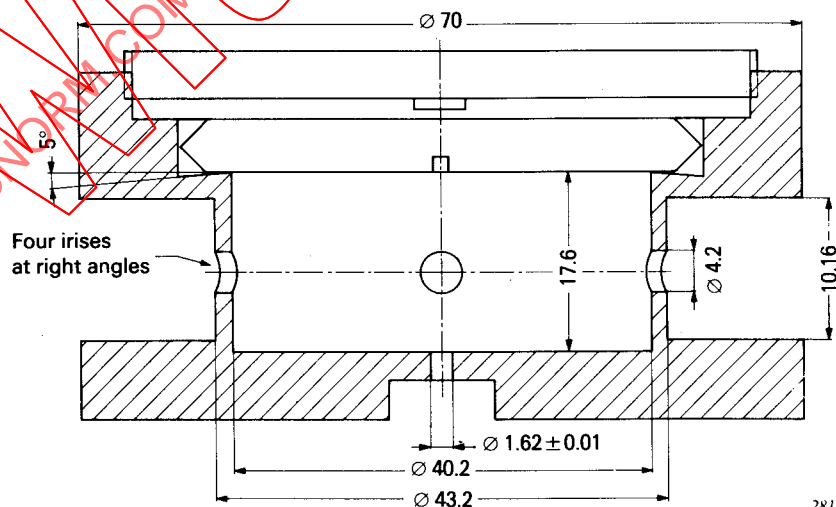


FIG. 21. — Dimensions, in millimetres, of a cavity designed for resonance at a frequency of 9.1 GHz.

Avec les dimensions de la cavité données à la figure 21, page 76, et utilisant les désignations suivantes:

- b = rayon de l'échantillon
- a = rayon de la cavité, déterminé à partir de la fréquence de résonance de la cavité vide
- ε' = partie réelle de la permittivité relative de l'échantillon
- ε'' = partie imaginaire de la permittivité relative de l'échantillon
- Q_+ = Q en charge de la cavité avec l'échantillon à mesurer
- Q_0 = Q en charge de la cavité avec l'échantillon à faibles pertes saturé

les paramètres suivants sont définis:

$$C_1 = \left(\frac{b}{a}\right)^2 \left(1 + \frac{2\delta f_+}{f_0}\right)$$

$$C_2 = \frac{\varepsilon'}{2} \left(1 + \frac{1}{1 + \kappa'_{+e}}\right) - 1$$

$$C_3 = \frac{1}{4} \left(1 - \frac{1}{(1 + \kappa'_{+e})^2}\right)$$

$$C_4 = \left[1 - 1,191 \frac{\delta f_+}{f_0} \left(\frac{1}{3,671 C_1} + 1 - 4,605 \log 3,415 \frac{b}{a}\right)\right]^2$$

Les composantes de la susceptibilité sont alors données approximativement par:

$$\frac{1}{1 + \kappa'_{+e}} = 3,671 \varepsilon' C_1 - 1 + 2 \left[\frac{1 + 5,485 \frac{\delta f_+}{f_0} \log 3,415 \frac{b}{a}}{C_4^{1/2}} \right] \quad (45)$$

$$\frac{\kappa''_{+e}}{(1 + \kappa'_{+e})^2} + 3,671 \varepsilon'' C_1 = 2 \left(\frac{1}{Q_+} - \frac{1}{Q_0} \right) \left(\frac{1}{6,153 C_1 C_4} + 3,671 C_1 C_2 + C_3 \right) \quad (46)$$

Une autre approximation peut être développée au moyen d'un programme de calcul sur les fonctions de Bessel complexes.

8.4 Echantillon d'essai et cavité

L'échantillon doit être cylindrique, d'un diamètre $1,60 \pm 0,01$ mm et de longueur $22 \pm 0,5$ mm. Il doit être à l'état propre et sec. L'échantillon d'essai est introduit à travers des trous dans la paroi de cavité et un champ magnétique axial uniforme est appliqué à l'échantillon.

Les dimensions de la cavité sont données à la figure 21. Elle a quatre iris à angle droit, deux d'entre eux pour l'excitation de l'onde à polarisation circulaire, et les deux autres pour sa détection.

Le coefficient de couplage est identique pour chaque iris et inférieur à 0,1. Le Q en charge de la cavité doit être supérieur à 5 000.

8.5 Appareillage de mesure

La figure 22, page 80, est un diagramme schématique du matériel requis pour la mesure. La puissance provenant d'un wobulateur en bande X, SG, ou d'un générateur à ondes entretenues en bande X à haute stabilité G (stabilité à court terme meilleure que 1×10^{-7}) est envoyée à travers un atténuateur variable A, la fréquence étant mesurée en F puis, à travers un atténuateur variable de précision V, la puissance étant mesurée en P.

With the cavity dimensions given in Figure 21, page 77, and using the following designations:

- b = radius of the specimen
- a = radius of the cavity, determined from the resonance frequency of the empty cavity
- ε' = real part of the relative permittivity of the specimen
- ε'' = imaginary part of the relative permittivity of the specimen
- Q_+ = loaded Q of the cavity with the specimen to be measured
- Q_0 = loaded Q of the cavity with the saturated low-loss sample

the following parameters are defined:

$$C_1 = \left(\frac{b}{a}\right)^2 \left(1 + \frac{2\delta f_+}{f_0}\right)$$

$$C_2 = \frac{\varepsilon'}{2} \left(1 + \frac{1}{1 + \kappa'_{+e}}\right) - 1$$

$$C_3 = \frac{1}{4} \left(1 - \frac{1}{(1 + \kappa'_{+e})^2}\right)$$

$$C_4 = \left[1 - 1.191 \frac{\delta f_+}{f_0} \left(\frac{1}{3.671 C_1} + 1 - 4.605 \log 3.415 \frac{b}{a}\right)\right]^2$$

The susceptibility components are then given approximately by:

$$\frac{1}{1 + \kappa'_{+e}} = 3.671 \varepsilon' C_1 - 1 + 2 \left[\frac{1 + 5.485 \frac{\delta f_+}{f_0} \log 3.415 \frac{b}{a}}{C_4^{1/2}} \right] \quad (45)$$

$$\frac{\kappa''_{+e}}{(1 + \kappa'_{+e})^2} + 3.671 \varepsilon'' C_1 = 2 \left(\frac{1}{Q_+} - \frac{1}{Q_0} \right) \left(\frac{1}{6.153 C_1 C_4} + 3.671 C_1 C_2 + C_3 \right) \quad (46)$$

An alternative approximation may be developed by means of a computer programme on complex Bessel functions.

8.4 Test specimen and cavity

The specimen shall be cylindrical of diameter 1.60 ± 0.01 mm and of length 22 ± 0.5 mm. It shall be in a clean and dry state. The test specimen is inserted through holes in the cavity wall and a uniform axial magnetic field is imposed on the specimen.

The dimensions of the cavity are given in Figure 21. It has four irises at right angles, two of them for excitation of the circularly polarized wave, and two for detection.

The coupling coefficient is identical for each iris and less than 0.1. The loaded Q of the cavity shall be greater than 5 000.

8.5 Measuring apparatus

Figure 22, page 81, is a schematic diagram of the equipment required for the measurement. Power from either an X-band sweep generator, SG, or a high-stability X-band CW generator, G (short-term stability better than 1×10^{-7}) is fed through a variable attenuator A, the frequency being measured by F, then through a variable precision attenuator V, power being measured at P.

Un T magique divise la puissance en deux parties qui, par réglage des atténuateurs variables A_1 et A'_1 et du déphaseur variable D_1 , se recombinent pour donner une onde polarisée circulaire à l'intérieur de la cavité C. Les deux iris de sortie alimentent, par réglage des atténuateurs variables A_2 et A'_2 et du déphaseur variable D_2 , un T magique fournissant la puissance de sortie aux détecteurs E et H. Les carrés I sont des isolateurs. Le champ magnétostatique axial H_0 est mesuré avec un gaussmètre M.

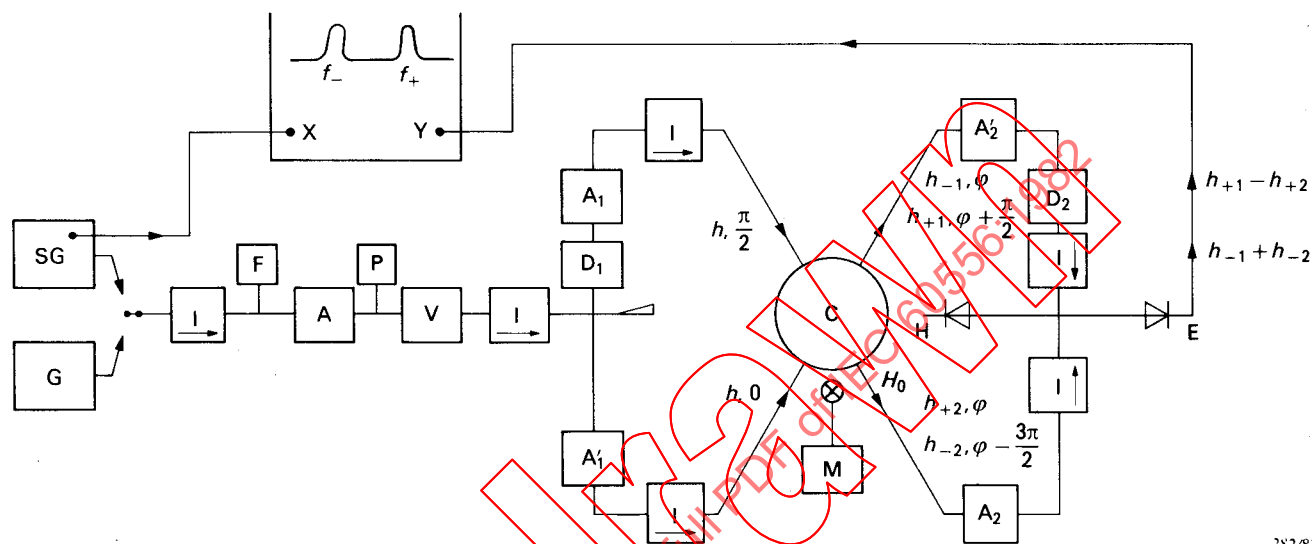


FIG. 22. — Diagramme schématisé du matériel pour la mesure de la largeur de raie effective ΔH_{eff} .

8.6 Etalonnage

Le fréquencemètre, l'atténuateur variable de précision et le gaussmètre doivent être étalonnés.

8.7 Réglage de l'appareillage

Comme la mesure dépend de la détection précise de petites quantités, il est important qu'une complète stabilisation en température soit obtenue avant que le réglage de l'appareillage ne commence et qu'elle soit maintenue tout au long de la mesure entière.

8.7.1 Principe du réglage

Une cavité TM_{110} , vide et parfaite, excitée par une onde polarisée linéairement, produit deux modes dégénérés tournant en sens inverse. En raison des inévitables imperfections mécaniques, les modes sont légèrement séparés. Soit f_+ la fréquence du mode positif et f_- la fréquence du mode négatif.

Si un cylindre de ferrite est introduit dans la cavité et un champ magnétique axial H_0 appliqué, les fréquences des deux modes se séparent en fonction de la différence entre μ_+ et μ_- . Quand H_0 devient très grand, μ_+ et μ_- tendent vers un et la différence $f_+ - f_-$ tend vers zéro.

Le but du matériel de mesure décrit ci-dessus est d'obtenir le mode circulaire f_+ . Au moyen des T magiques, atténuateurs et déphaseur d'entrée, deux signaux en quadrature de phase sont appliqués aux iris d'entrée de la cavité. Le déphasage entre les signaux aux iris de sortie est compensé par le déphaseur de sortie de sorte que les signaux redeviennent en phase.

A magic tee divides the power into two parts which, through adjustments of the variable attenuators A_1 and A_1' and the variable phase shifter D_1 , recombine to give a circularly polarized wave inside the cavity C . The two output irises, through adjustments of the variable attenuators A_2 and A_2' and the variable phase shifter D_2 , feed a magic tee delivering output power to detectors E and H . The boxes I are isolators. The axial magnetostatic field H_0 is measured with a field strength meter M .

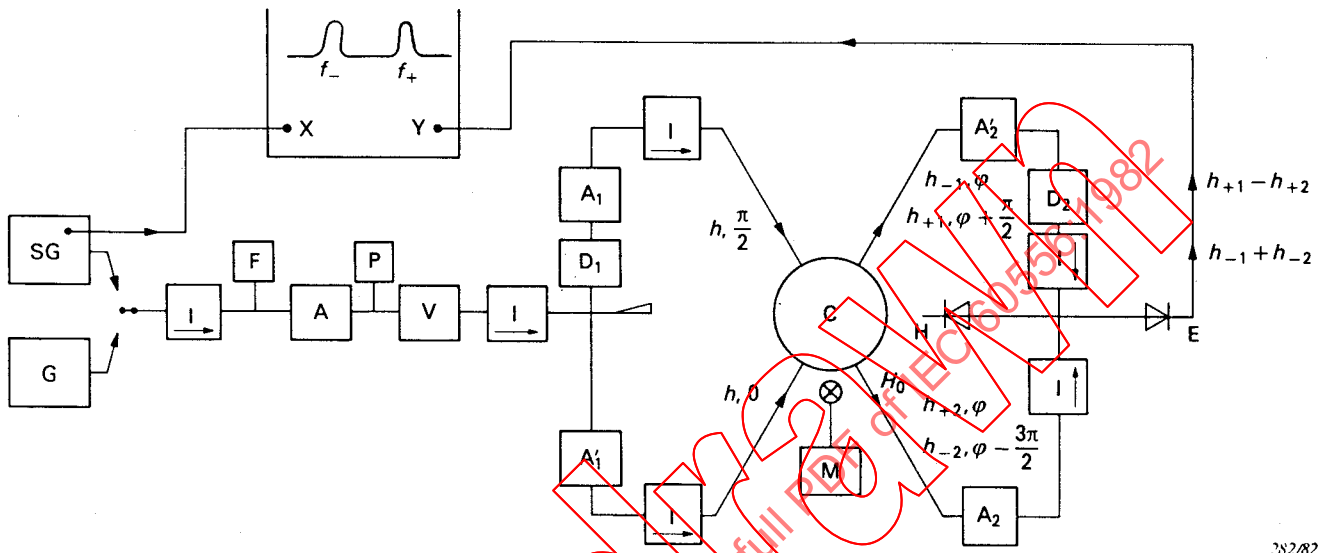


FIG. 22. — Schematic diagram of equipment for measuring effective bandwidth ΔH_{eff} .

8.6 Calibration

The frequency meter, the variable precision attenuator and the field strength meter shall be calibrated.

8.7 Apparatus adjustment

Since the measurement depends upon the precise detection of small quantities, it is important that complete temperature stabilization is achieved before any adjustment of the apparatus is made, and that it is maintained throughout the entire measurement.

8.7.1 Adjustment principle

An empty, perfect TM_{110} cavity, excited by a linearly polarized wave, provides two degenerate contra-rotating modes. Due to unavoidable mechanical imperfections, the modes are slightly separated. Let f_+ be the clockwise mode frequency and f_- the counter-clockwise mode frequency.

If a ferrite cylinder is inserted into the cavity and an axial magnetic field H_0 is applied, the two mode frequencies are separated according to the difference between μ_+ and μ_- . When H_0 becomes very high, μ_+ and μ_- tend to unity and the difference $f_+ - f_-$ tends to zero.

The purpose of the measuring equipment described above is to obtain the rotating mode f_+ . By means of the input magic tee, attenuators and phase shifter, two signals in phase-quadrature are applied to the input irises of the cavity. The phase shift between the signals at the output irises is compensated by the output phase shifter so that the signals are in phase again.

Après correction en amplitude, les signaux sont recombinaés dans le T magique de sortie; leur somme donne sur le bras H le signal f_+ ; leur différence donne zéro sur le bras E. Cependant, si à l'entrée de la cavité, les réglages en phase et en amplitude ne sont pas corrects, le mode f_- est détecté. Aux iris de sortie, les signaux f_- sont en quadrature de phase mais, après le déphasage supplémentaire de $\pi/2$, ils deviennent en opposition de phase. Le signal f_- apparaît donc dans le bras E du T magique.

Le matériel est réglé en ajustant les phases et les amplitudes des signaux d'entrée et de sortie de façon à obtenir un zéro sur le bras E, pour f_- et f_+ respectivement.

8.7.2 Procédure de réglage

Ramener au zéro tous les atténuateurs et déphaseurs. Connecter le générateur SG et brancher l'oscilloscope sur le bras E du T magique de sortie. Introduire l'échantillon dans la cavité et appliquer la valeur désirée du champ magnétique H_0 . Deux pics apparaissent sur l'écran de l'oscilloscope. Si on fait varier H_0 , seul le pic f_+ bouge et le pic f_- reste stationnaire.

Utiliser d'abord les déphaseurs D_1 et D_2 pour réduire l'intensité des pics f_- et f_+ . D_1 contrôle essentiellement le pic f_- et D_2 le pic f_+ . Obtenir alors un minimum pour le pic f_- par des réglages successifs de A_1 (ou A'_1) et D_1 .

De même, obtenir un minimum pour le pic f_+ par des réglages successifs de A_2 (ou A'_2) et D_2 .

Contrôler que sur le bras H, seul le pic f_+ apparaît et est environ 40 dB au-dessus des pics résiduels sur le bras E.

Ce réglage doit être répété pour chaque échantillon et pour chaque valeur du champ magnétostatique appliqué.

8.8 Procédure de mesure

8.8.1 Mesure de f_0

Connecter le générateur SG, introduire l'échantillon à faibles pertes dans la cavité et appliquer la valeur maximale du champ magnétostatique. Régler comme précisé dans le paragraphe 8.7.2.

En agissant sur D_1 et D_2 , augmenter le pic f_+ sur le bras E d'environ 20 dB.

Supprimer le champ magnétostatique et enlever l'échantillon à faibles pertes: le plus grand pic détecté sur le bras E correspond à f_0 . Au moyen des déphaseurs et des atténuateurs, annuler le pic f_- .

Connecter le générateur G et mesurer la fréquence f_0 .

Le rayon de la cavité est calculé à partir de f_0 au moyen de l'expression:

$$a = 3,8317 \cdot \frac{c}{2\pi f_0} \quad (47)$$

où c est la vitesse de la lumière.

8.8.2 Détermination de Q_0

Q_0 est extrapolé à partir de mesures effectuées sur l'échantillon à faibles pertes pour différentes valeurs élevées du champ magnétostatique appliqué.

Introduire l'échantillon à faibles pertes et appliquer une valeur connue du champ magnétostatique H_0 . Après réglage, comme précisé dans le paragraphe 8.7.2, connecter le générateur G.

After some amplitude correction, the signals are recombined in the output magic tee; their sum at the H arm gives the f_+ signal; their difference at the E arm gives a null. However, if the phase and amplitude adjustments are not correct at the cavity input, the f_- mode is detected. At the output irises, the f_- signals are in phase quadrature, but after the additional $\pi/2$ phase shift they become in antiphase. The f_- signal therefore appears in the E arm of the magic tee.

The equipment is aligned by adjusting phase and amplitude of the input and output signals to obtain a null at the E arm, for f_- and f_+ respectively.

8.7.2 Adjustment procedure

Reset to zero all attenuators and phase shifters. Connect generator SG and switch the oscilloscope to the E arm of the output magic tee. Insert the specimen into the cavity and apply the desired value of the magnetic field H_0 . Two peaks appear on the oscilloscope screen. As H_0 is varied, only the f_+ peak moves and the f_- peak remains stationary.

First use phase shifters D_1 and D_2 to reduce the intensity of the f_- and f_+ peaks. D_1 mainly controls the f_- peak and D_2 the f_+ peak. Then obtain a minimum for the f_- peak by successive adjustments of A_1 (or A'_1) and D_1 .

Similarly, obtain a minimum for the f_+ peak by successive adjustments of A_2 (or A'_2) and D_2 .

Check that, at the H arm, only the f_+ peak appears and is about 40 dB above the residual peaks at the E arm.

This adjustment shall be repeated for each specimen and for each value of the applied magnetostatic field strength.

8.8 Measuring procedure

8.8.1 Measurement of f_0

Connect generator SG, insert the low-loss sample in the cavity and apply the maximum value of the magnetostatic field strength. Adjust as specified in Sub-clause 8.7.2.

Using D_1 and D_2 , increase the f_+ peak at the E arm by about 20 dB.

Switch off the magnetostatic field and remove the low-loss sample: then the larger peak detected at the E arm corresponds to f_0 . By means of the phase shifters and attenuators, cancel the f_- peak.

Connect generator G and measure the frequency f_0 .

The radius of the cavity is calculated from f_0 by means of the expression:

$$a = 3.8317 \cdot \frac{c}{2\pi f_0} \quad (47)$$

where c is the speed of light.

8.8.2 Determination of Q_0

Q_0 is extrapolated from measurements made on the low-loss sample at different high values of the applied magnetostatic field strength.

Insert the low-loss sample and apply a known value of the applied magnetostatic field strength H_0 . After adjustment, as specified in Sub-clause 8.7.2, connect generator G.

Introduire une atténuation de 3 dB avec l'atténuateur variable de précision V. Régler la fréquence à la résonance de la cavité en recherchant la puissance de sortie maximale par rapport à la variation de fréquence. Noter le niveau de puissance de sortie sur le bras H et mesurer la fréquence de résonance f avec le fréquencemètre F. Oter les 3 dB d'atténuation en V et repérer les deux fréquences pour lesquelles la puissance de sortie est la même qu'à la résonance de la cavité avec les 3 dB d'atténuation présents. La séparation en fréquence de ces deux points à mi-puissance est mesurée avec le fréquencemètre F comme Δf . Le Q en charge de la cavité avec l'échantillon à faibles pertes à H_0 est donné par:

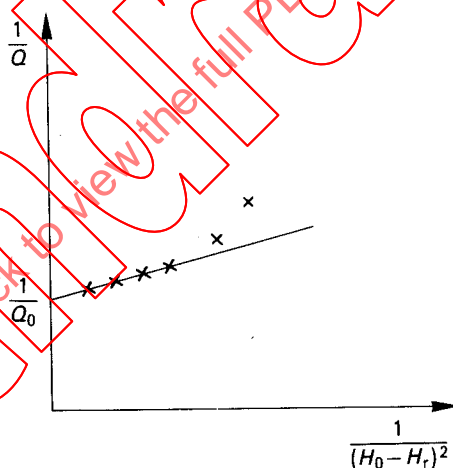
$$Q = \frac{f}{\Delta f} \quad (48)$$

Répéter l'opération pour des valeurs croissantes du champ magnétostatique. Tracer la courbe $Q = f/\Delta f$ en fonction de H_0 . Le minimum de Q donne le champ de résonance H_r pour l'échantillon à faibles pertes.

Tracer la courbe $1/Q = \Delta f/f$ en fonction de $(H_0 - H_r)^{-2}$ et déduire Q_0 par extrapolation:

$$\frac{1}{Q_0} = \lim_{H_0 \rightarrow \infty} \frac{1}{Q} \quad (49)$$

comme illustré à la figure 23.



283/82

FIG. 23. — Détermination de Q_0 .

8.8.3 Mesure de f et Q

Introduire l'échantillon à mesurer dans la cavité et appliquer la valeur souhaitée du champ magnétostatique H_0 . Régler comme précisé dans le paragraphe 8.7.2.

Connecter le générateur G et mesurer comme précisé dans le paragraphe 8.8.2. Noter $f(=f_0 + \delta f_+)$ et Δf . Calculer $Q_+(=f/\Delta f)$.

8.9 Calcul

κ'_{+e} , κ''_{+e} et ΔH_{eff} sont calculés à partir des équations (44), (45) et (46) en utilisant les valeurs de ε' et ε'' mesurées séparément. (Une méthode de mesure adéquate est donnée à l'article 9.)