

INTERNATIONAL STANDARD

NORME INTERNATIONALE



AMENDMENT 1 AMENDEMENT 1

**Gyromagnetic materials intended for application at microwave frequencies –
Measuring methods for properties**

**Matériaux gyromagnétiques destinés à des applications hyperfréquences –
Méthodes de mesure des propriétés**



THIS PUBLICATION IS COPYRIGHT PROTECTED

Copyright © 2016 IEC, Geneva, Switzerland

All rights reserved. Unless otherwise specified, 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 either IEC or IEC's member National Committee in the country of the requester. If you have any questions about IEC copyright or have an enquiry about obtaining additional rights to this publication, please contact the address below or your local IEC member National Committee for further information.

Droits de reproduction réservés. Sauf indication contraire, 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'IEC ou du Comité national de l'IEC du pays du demandeur. Si vous avez des questions sur le copyright de l'IEC ou si vous désirez obtenir des droits supplémentaires sur cette publication, utilisez les coordonnées ci-après ou contactez le Comité national de l'IEC de votre pays de résidence.

IEC Central Office
3, rue de Varembe
CH-1211 Geneva 20
Switzerland

Tel.: +41 22 919 02 11
Fax: +41 22 919 03 00
info@iec.ch
www.iec.ch

About the IEC

The International Electrotechnical Commission (IEC) is the leading global organization that prepares and publishes International Standards for all electrical, electronic and related technologies.

About IEC publications

The technical content of IEC publications is kept under constant review by the IEC. Please make sure that you have the latest edition, a corrigenda or an amendment might have been published.

IEC Catalogue - webstore.iec.ch/catalogue

The stand-alone application for consulting the entire bibliographical information on IEC International Standards, Technical Specifications, Technical Reports and other documents. Available for PC, Mac OS, Android Tablets and iPad.

IEC publications search - www.iec.ch/searchpub

The advanced search enables to find IEC publications by a variety of criteria (reference number, text, technical committee,...). It also gives information on projects, replaced and withdrawn publications.

IEC Just Published - webstore.iec.ch/justpublished

Stay up to date on all new IEC publications. Just Published details all new publications released. Available online and also once a month by email.

Electropedia - www.electropedia.org

The world's leading online dictionary of electronic and electrical terms containing 20 000 terms and definitions in English and French, with equivalent terms in 15 additional languages. Also known as the International Electrotechnical Vocabulary (IEV) online.

IEC Glossary - std.iec.ch/glossary

65 000 electrotechnical terminology entries in English and French extracted from the Terms and Definitions clause of IEC publications issued since 2002. Some entries have been collected from earlier publications of IEC TC 37, 77, 86 and CISPR.

IEC Customer Service Centre - webstore.iec.ch/csc

If you wish to give us your feedback on this publication or need further assistance, please contact the Customer Service Centre: csc@iec.ch.

A propos de l'IEC

La Commission Electrotechnique Internationale (IEC) est la première organisation mondiale qui élabore et publie des Normes internationales pour tout ce qui a trait à l'électricité, à l'électronique et aux technologies apparentées.

A propos des publications IEC

Le contenu technique des publications IEC est constamment revu. Veuillez vous assurer que vous possédez l'édition la plus récente, un corrigendum ou amendement peut avoir été publié.

Catalogue IEC - webstore.iec.ch/catalogue

Application autonome pour consulter tous les renseignements bibliographiques sur les Normes internationales, Spécifications techniques, Rapports techniques et autres documents de l'IEC. Disponible pour PC, Mac OS, tablettes Android et iPad.

Recherche de publications IEC - www.iec.ch/searchpub

La recherche avancée permet de trouver des publications IEC en utilisant différents critères (numéro de référence, texte, comité d'études,...). Elle donne aussi des informations sur les projets et les publications remplacées ou retirées.

IEC Just Published - webstore.iec.ch/justpublished

Restez informé sur les nouvelles publications IEC. Just Published détaille les nouvelles publications parues. Disponible en ligne et aussi une fois par mois par email.

Electropedia - www.electropedia.org

Le premier dictionnaire en ligne de termes électroniques et électriques. Il contient 20 000 termes et définitions en anglais et en français, ainsi que les termes équivalents dans 15 langues additionnelles. Egalement appelé Vocabulaire Electrotechnique International (IEV) en ligne.

Glossaire IEC - std.iec.ch/glossary

65 000 entrées terminologiques électrotechniques, en anglais et en français, extraites des articles Termes et Définitions des publications IEC parues depuis 2002. Plus certaines entrées antérieures extraites des publications des CE 37, 77, 86 et CISPR de l'IEC.

Service Clients - webstore.iec.ch/csc

Si vous désirez nous donner des commentaires sur cette publication ou si vous avez des questions contactez-nous: csc@iec.ch.

INTERNATIONAL STANDARD

NORME INTERNATIONALE



AMENDMENT 1
AMENDEMENT 1

**Gyromagnetic materials intended for application at microwave frequencies –
Measuring methods for properties**

**Matériaux gyromagnétiques destinés à des applications hyperfréquences –
Méthodes de mesure des propriétés**

INTERNATIONAL
ELECTROTECHNICAL
COMMISSION

COMMISSION
ELECTROTECHNIQUE
INTERNATIONALE

ICS 29.100.10

ISBN 978-2-8322-3274-3

**Warning! Make sure that you obtained this publication from an authorized distributor.
Attention! Veuillez vous assurer que vous avez obtenu cette publication via un distributeur agréé.**

FOREWORD

This amendment has been prepared by IEC technical committee 51: Magnetic components and ferrite materials.

The text of this amendment is based on the following documents:

CDV	Report on voting
51/1064/CDV	51/1089A/RVC

Full information on the voting for the approval of this amendment can be found in the report on voting indicated in the above table.

The committee has decided that the contents of this amendment and the base publication will remain unchanged until the stability date indicated on the IEC website under "http://webstore.iec.ch" in the data related to the specific publication. At this date, the publication will be

- reconfirmed,
- withdrawn,
- replaced by a revised edition, or
- amended.

IMPORTANT – The 'colour inside' logo on the cover page of this publication indicates that it contains colours which are considered to be useful for the correct understanding of its contents. Users should therefore print this document using a colour printer.

Add, after Clause 11, the following new Clause 12 and Annex A:

12 Gyromagnetic resonance linewidth ΔH and effective gyromagnetic ratio γ_{eff} by non resonant method

12.1 General

So far the gyromagnetic resonance linewidth ΔH and the effective gyromagnetic ratio γ_{eff} have been measured by using the resonant cavity as described in Clause 6. Therefore, the measuring frequency is restricted to the frequency specified by a cavity resonator.

Meanwhile, various kinds of ferrite devices have been developed in a wide frequency range.

Accordingly it is desirable to measure the gyromagnetic resonance linewidth ΔH and the effective gyromagnetic ratio γ_{eff} easily at any frequency demanded for the development of ferrite materials or devices. Moreover, there are two problems in the cavity resonator method described in Clause 6. One problem is the insufficient resolution of a magneto flux density meter, which is apt to cause poor accuracy in the measurement of the narrow resonance

linewidth. Another problem is that a ferrite sample becomes too small to be shaped into a sphere or a disk, because it is necessary to reduce the size of a ferrite sample to keep the resonance absorption increasing with the reduction of the resonance linewidth to proper values in order to ensure a sufficiently small cavity perturbation. In Clause 12, the measuring methods of the gyromagnetic resonance linewidth ΔH and the effective gyromagnetic ratio γ_{eff} at an arbitrary frequency are described.

12.2 Object

To describe methods that can be used for measuring the gyromagnetic resonance linewidth ΔH and the effective gyromagnetic ratio γ_{eff} of isotropic microwave ferrites at an arbitrary frequency over the frequency range of 1 GHz to 10 GHz by the measurement of the changes in transmission and reflection characteristics with frequency sweep.

12.3 Measuring methods

12.3.1 General

The measurements are performed by measuring the changes of transmission characteristics, such as complex reflection coefficients or scalar transmission coefficients, in a transmission line loaded with a ferrite sample with frequency sweep. The advent of a frequency synthesizer and a receiver with low noise figure and a wide dynamic range in the microwave region has made it possible to perform these measurements accurately.

Strictly speaking, the linewidth measured under frequency sweep and a constant external magnetic field is not the same as the one measured under external magnetic field sweep and a constant frequency as described in Clause 6. However the difference between two measured values is small to the extent that it causes no problem in practical use.

As the measuring method, two methods can be considered as follows:

- 1) Reflection method – method measuring the reflection coefficients from the short-circuited transmission line loaded with a ferrite sample.
- 2) Transmission method – method measuring the transmission power through a ferrite-loaded coupling hole made in a common ground plane of the transmission lines crossing at right angle.

These two methods have advantages and disadvantages in comparison with each other from the standpoint of practical use. The reflection method has the advantage of a simple test fixture's structure, easier sample mounting and simpler measuring circuit arrangement due to one port measurement, which is convenient for the measurement of temperature dependence of the resonance linewidth. The transmission method has the advantage of being able to measure the resonance linewidth by one ferrite sample in a wide frequency range and gives more accurate measuring values of the resonance linewidth due to simpler measurement, i.e. the measurement of the transmission power only, under careful making of a test fixture.

These two methods are enumerated in 12.3.2 and 12.3.3.

12.3.2 Reflection method

12.3.2.1 Measurement theory

The recommended method for measuring the gyromagnetic resonance linewidth ΔH and effective gyromagnetic ratio γ_{eff} is based on the measurement of the reflection coefficient S_{11} of a short-circuited transmission line with the specimen as proposed by Bady [20]. In this standard, the short-circuited microstrip line is used as schematically shown in Figure 27.

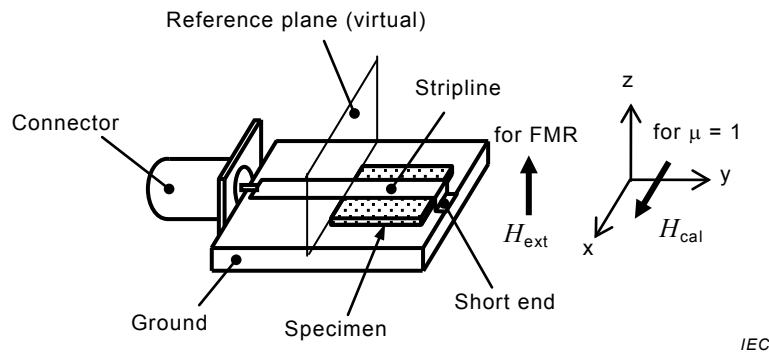


Figure 27 – Schematic drawing of short-circuited microstrip line fixture with specimen

The reference plane is defined by the length of the specimen from the short end. Seen from the reference plane of the test fixture, the lumped element equivalent circuit can be assumed to be a $L_o C_o$ parallel circuit as in Figure 28a) when the strong magnetic field is applied parallel to the plane of specimen (x-direction) to achieve the situation of $\mu = 1$. After removing this field, the field is applied perpendicularly to the specimen plane for gyromagnetic resonance. Figure 28b) shows the equivalent circuit for gyromagnetic resonance [21], where L_o is an air core inductance and C_o is a parasitic capacitance. The values of L_o and C_o are designated “fixture constants”. The method to calculate “fixture constants” is shown in 12.3.2.8. When a gyromagnetic resonance occurs, it is considered that some portion η of air core inductance L_o is replaced by the complex relative permeability $\mu' \mu''$, and the coupling coefficient η is almost invariable within the measurement frequency range. The half value width of the resonant curve of the imaginary part μ'' is defined as gyromagnetic resonance linewidth. By measuring the S_{11} parameters of Figure 28a) and 28b), the quantity $\eta \mu'' L_o$ proportional to the imaginary part μ'' can be derived based on the circuit theory analysis as shown in 12.3.2.5.

Consequently the gyromagnetic resonance linewidth ΔH is derived from the resonance curve of $\eta \mu'' L_o$.

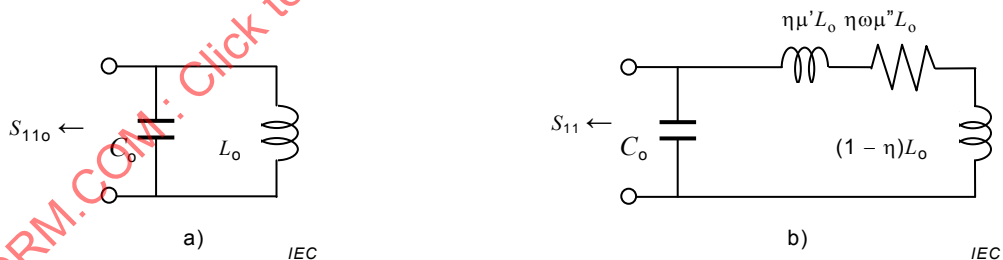


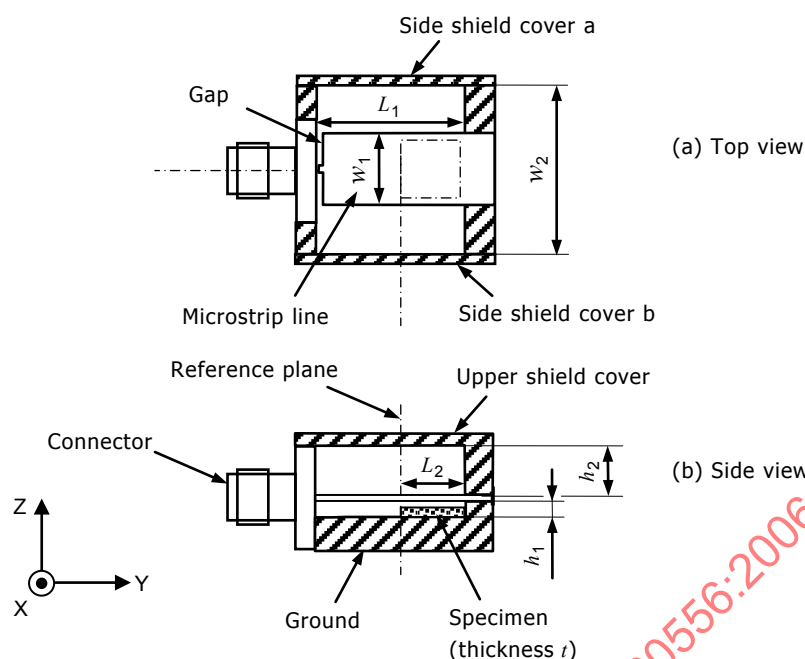
Figure 28a) with $\mu = 1$ under strong magnetic field parallel to r.f. magnetic field

Figure 28b) with gyromagnetic resonance

Figure 28 – Equivalent circuits of short-circuited microstrip line

12.3.2.2 Test specimens and test fixtures

The structure of the all-shielded short-circuited microstrip line as test fixture is shown schematically in Figure 29. A disk shape or square slab specimen is set at the end of the short-circuited portion. To avoid disturbance from outside, the shielded covers are set up on the upper side and both sides of the test fixture. The impedance of the test fixture except the short end should be made at $50 \Omega \pm 2 \Omega$ by adjusting the gap between the connector and the strip line. The typical dimensions of the test fixture are shown in Table 1.



IEC

NOTE The thickness of the strip line is 0,3 mm.

Figure 29 – Cross-sectional drawing of all-shielded shorted microstrip line with specimen

Table 1 – Typical dimensions of test fixture

h_1	w_1	h_2	gap	w_2	L_1	L_2
2,0	7,0	3,7	$0,35 \pm 0,15$	20	8	5
NOTE Dimensions in mm.						

The shapes of specimens are a disk or a square slab. The typical dimensions of specimens are shown in Table 2.

Table 2 – Specimen shape and typical dimensions

Disk	Diameter D $D \leq 5 \text{ mm } \phi$ up to 10 GHz	Quotient of diameter and thickness $t/D \leq 1/20$ (t = thickness)
Square slab	Side length $L_2 \leq 5 \text{ mm}$ up to 10 GHz	Quotient of side length and thickness $t/L_2 \leq 1/20$ (t = thickness)

12.3.2.3 Measuring apparatus

Figure 30 shows the block diagram of this measurement method. The test fixture with a specimen is located between pole pieces of permanent magnets or an electro magnet to generate gyromagnetic resonance. In case of a disk or square slab, in order to apply a static magnetic field in normal to plane, the test fixture and pole piece should be capable of rotating along two different axes which are orthogonal to each other. Under the constant static magnetic field, the absolute value and phase of the S_{11} parameter of the test fixture are measured by the sweeping frequency of the vector network analyzer (VNA).

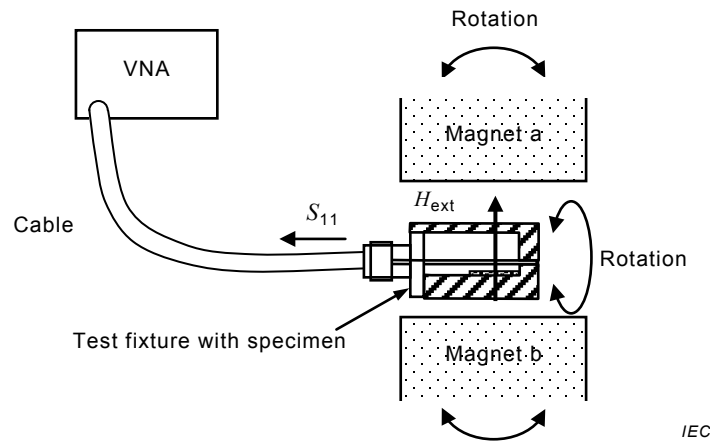


Figure 30 – Block diagram of measurement system

12.3.2.4 Measuring procedure

The measuring procedure is as follows:

- 1) The VNA is calibrated on the cable end using an “open”, “short”, and “load” jig.
- 2) The total sweeping frequency points are selected so as to get more than 10 points within the half linewidth Δf of the frequency defined below.
- 3) A specimen should be contacted and fixed on the corner of the short end and the ground.
- 4) To sustain the situation of $\mu = 1$, a static magnetic field H_{cal} larger than $3,2 \times 10^5$ A/m should be applied in parallel to the x -direction of the r. f. magnetic field.
- 5) The absolute value and phase of S_{110} are measured as shown in Equation (64).

$$S_{110} = G_o \exp(j\delta_o) \quad (64)$$

- 6) After removing H_{cal} , the static magnetic field H_{ext} is applied along the z -direction.
- 7) The gyromagnetic resonance curve is observed in S_{11} .
- 8) The direction of H_{ext} is adjusted to obtain the lowest resonant frequency, namely to be normal to the plane of the specimens, by rotating the test fixture and pole pieces individually.
- 9) The minimum value S_{11m} is measured at the resonant frequency. This value should be less than -1 dB.
- 10) Then the absolute value and phase of S_{11} are measured all over the frequency range as shown in Equation (65).

$$S_{11} = G \exp(j\delta) \quad (65)$$

12.3.2.5 Derivation of gyromagnetic resonance linewidth ΔH [21]

The derivation of gyromagnetic resonance linewidth is obtained as follows:

- 1) By dividing Equation (65) by Equation (64), E and F are defined as Equation (66).

$$S_{11}/S_{110} = G/G_o \exp\{j(\delta - \delta_o)\} = E + jF \quad (66)$$

- 2) Next, the calculations should be done.

$$C_{11} = y(E + 1) + F X_c \quad (67)$$

$$C_{12} = X_c (E-1) - y F \quad (68)$$

$$C_{10} = y \{ y (1-E) - F X_c \} \quad (69)$$

$$C_{20} = y \{ X_c (1+E) - F y \} \quad (70)$$

where

y is a characteristic admittance, usually $y = 0,02 \text{ S}$.

$$X_c \text{ is defined by } X_c = \omega C_o - 1/\omega L_o \quad (71)$$

3) Also, the following calculations should be done.

$$A = \frac{C_{10}C_{11} - C_{20}C_{12}}{C_{11}^2 + C_{12}^2} \quad (72)$$

$$B = \frac{C_{10}C_{12} + C_{20}C_{11}}{C_{11}^2 + C_{12}^2} \quad (73)$$

4) The imaginary part $\eta\mu''L_o$ of the complex inductance is calculated.

$$\eta\mu''L_o = \frac{A}{\omega \{ A^2 + (B - \omega C_o)^2 \}} \quad (74)$$

5) The value of $\eta\mu''L_o$ is directly proportional to μ'' . With $\eta\mu''L_o$ being on the vertical axis and the frequency being on the horizontal axis, the resonance curve can be drawn as shown in Figure 31. In general, the curve is not always bilaterally symmetrical on the central frequency axis. The resonant frequency f_r of the main peak and two half line widths of Δf_l on the left and Δf_h on the right could be derived. However, the smaller value of Δf_l on the left side than of Δf_h on the right side is adopted as a correct half width Δf because the smaller one is considered to be less influenced by a higher magneto static mode. The method to derive Δf using the least square method is shown in 12.3.2.6.

6) The relaxation constant α is derived by the Equation (75) [22].

$$\alpha = \Delta f / f_r \quad (75)$$

7) The gyromagnetic resonance linewidth ΔH is derived through Equation (76) [23].

$$\Delta H = 4\pi\Delta f / (\mu_o \gamma_{\text{eff}}) \text{ (A/m)} \quad (76)$$

where

μ_o is the permeability of vacuum;

γ_{eff} is the effective gyromagnetic ratio.

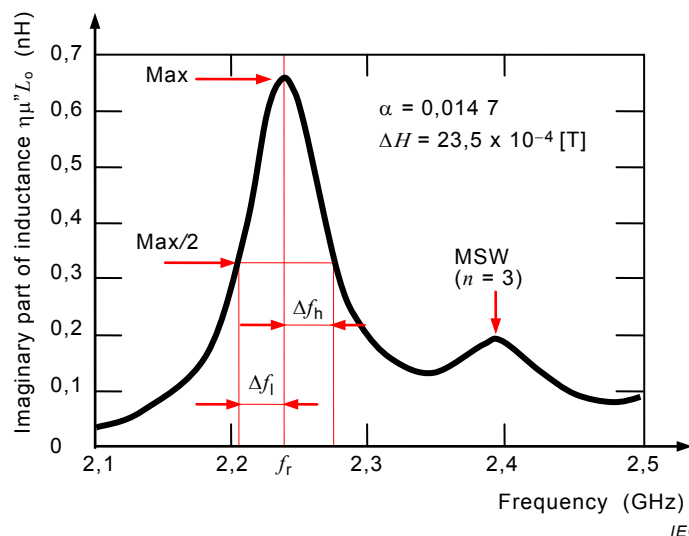


Figure 31 –Observed absorption curve of imaginary part $\eta\mu''L_o$ of inductance for a 5 mm square garnet specimen with 0,232 mm thickness and $M_s = 0,08$ T

NOTE If the amplitude and phase of S_{11} are measured with an accuracy of $\pm 0,02$ dB and $\pm 0,075^\circ$ respectively, the static magnetic field strength is measured with an accuracy of ± 1 %, and L_o and C_o are determined with an accuracy ± 10 %, the relative error of γ_{eff} becomes equal to ± 1 % and the relative error in the determination of ΔH becomes equal to ± 5 %, respectively.

12.3.2.6 The derivation of half line width Δf by the least square method

First, as an example, the measurement values $\eta\mu''L_o$ of about 10 pieces on the lower frequency side and of about 4 pieces on the higher frequency side including the maximum value of $(\eta\mu''L_o)_{\text{max}}$ are gathered. Next, the inverse value of $(\eta\mu''L_o)_{\text{max}}$ is denoted as $a(0)$ and the inverse values of $\eta\mu''L_o(i)$ on both sides are denoted as $a(-10), a(-9), \dots, a(-1), a(1), a(2),$ and $a(3)$. The corresponding frequencies are $f(0), f(-10), f(-9), \dots, f(-1), f(1), f(2),$ and $f(3)$ respectively, where the lowest frequency is $f(-10)$. Then the new frequency sets of $F(i) = f(i) - f(-10)$ are introduced. The value of $a(i)$ obeys the parabolic relation as in Equation (77) because $\eta\mu''L_o(i)$ has Lorentzian characteristics.

$$y(i) = P F(i)^2 + Q F(i) + R \quad (77)$$

where $P, Q,$ and R are the coefficients which should be determined by the least square method. The error function of E^2 is defined as follows:

$$E^2 = \sum \{y(i) - a(i)\}^2 = \sum \{P F(i)^2 + Q F(i) + R - a(i)\}^2 \quad (i = -10, -9, \dots, 0, 1, 2, 3) \quad (78)$$

The partial differentiations are performed regarding $P, Q,$ and R to minimize E^2 .

Eventually, the coefficients of $P, Q,$ and R could be determined by the next equations.

$$P = D_P / D, Q = D_Q / D, R = D_R / D \quad (79)$$

where

$$D = \begin{vmatrix} X_4 & X_3 & X_2 \\ X_3 & X_2 & X_1 \\ X_2 & X_1 & n \end{vmatrix} \quad D_P = \begin{vmatrix} X_2 A & X_3 & X_2 \\ X_1 A & X_2 & X_1 \\ A & X_1 & n \end{vmatrix} \quad D_Q = \begin{vmatrix} X_4 & X_2 A & X_2 \\ X_3 & X_1 A & X_1 \\ X_2 & A & n \end{vmatrix} \quad D_R = \begin{vmatrix} X_4 & X_3 & X_2 A \\ X_3 & X_2 & X_1 A \\ X_2 & X_1 & A \end{vmatrix} \quad (80)$$

where

$$X_4 = \sum F(i)^4, X_3 = \sum F(i)^3, X_2 = \sum F(i)^2, X_1 = \sum F(i), n = \sum F(i)^0 \quad (81)$$

$$X_2 A = \sum F(i)^2 a(i), X_1 A = \sum F(i) a(i), A = \sum a(i) \quad (82)$$

where n is the total number of the data. In this example $n = 14$.

As a result, the resonance frequency f_r is given by the Equation (83).

$$f_r = -Q / (2P) + f(-10) \quad (83)$$

The half line width Δf is also given by the Equation (84).

$$\Delta f = \frac{\sqrt{4PR - Q^2}}{P} \quad (84)$$

12.3.2.7 Calculation of effective gyromagnetic ratio γ_{eff}

The value of γ_{eff} could be derived through the next procedure.

- 1) By changing an applied magnetic field from H_1 to H_2 , the resonant frequency f_{r1} and f_{r2} can be measured correspondingly.
- 2) The effective gyromagnetic ratio γ_{eff} is derived by Equation (85).

$$\gamma_{\text{eff}} = \frac{2\pi(f_{r1} - f_{r2})}{\mu_0(H_1 - H_2)} (T^{-1}s^{-1}) \quad (85)$$

where

the frequency difference $(f_{r1} - f_{r2})$ should be larger than 600 MHz.

12.3.2.8 Calculations of fixture constant L_o and C_o

The equivalent circuit seeing a specimen with $\mu = 1$ from the reference plane is assumed to be a parallel circuit with L_o and C_o as shown in Figure 32.

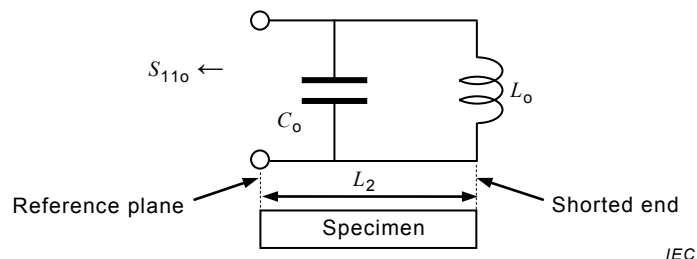


Figure 32 – Assumed equivalent circuit of the test fixture

If the test fixture impedance is designed to be 50Ω except the short end and the effect of the loading sample with $\mu = 1$ is negligible, the fixture constants of L_o and C_o are calculated as follows:

$$L_o = L L_2 (H) \quad (86)$$

$$C_o = 0,38 C L_2 (F) \quad (87)$$

where

L_2 is the length of the sample, and $L = 166,9$ nH/m and $C = 66,67$ pF/m [24] are the inductance and the capacitance per unit length of the 50Ω transmission line. The factor of 0,38 in Equation (87) was determined to minimize the lumped element model error in the wide measurement frequency range up to 10 GHz.

Table 3 shows the calculated fixture constants for 5 mm long specimens.

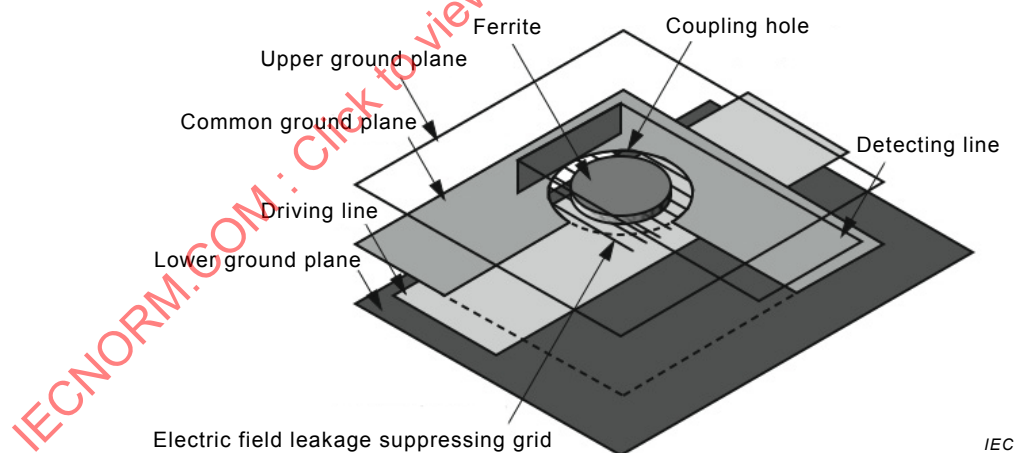
Table 3 – The fixture constants for 5 mm long specimens

Length of specimen mm	L_o nH	C_o pF
5	0,834	0,127

12.3.3 Transmission method

12.3.3.1 Theory

A method recommended for the evaluation of ΔH and γ_{eff} at an arbitrary frequency is based on the measurement of the off-diagonal element of relative tensor permeability, κ , through a signal transmission [25]. A test fixture model used in this measurement is shown in Figure 33. The test fixture is constructed by two tri-plate lines stacked at right angle and a common ground plane between them with a coupling hole at the cross point of the two lines. One line used to apply an r.f. magnetic field to a specimen is terminated by a matched load to generate a uniform r. f. magnetic field. The other line used to detect a signal from the specimen is grounded at the edge of the coupling hole to avoid an error caused by leakage of an electric field from the coupling hole. A grid parallel to the driving r. f. magnetic field is provided in the coupling hole for further suppression of the electric field leakage.



(A part of the ground plane is cut away to show the bottom part of the test fixture.)

Figure 33 – Structure of test fixture to measure resonance linewidth by transmission

A ferrite specimen is positioned on the electric field leakage suppressor grid, facing the detecting line. A magneto-static field orthogonal to the driving r. f. magnetic field is applied to generate a precession of the electron spin in the ferrite and a gyromagnetic resonance. The spin precession induces a signal in the detecting line. These relationships are shown in Figure 34.

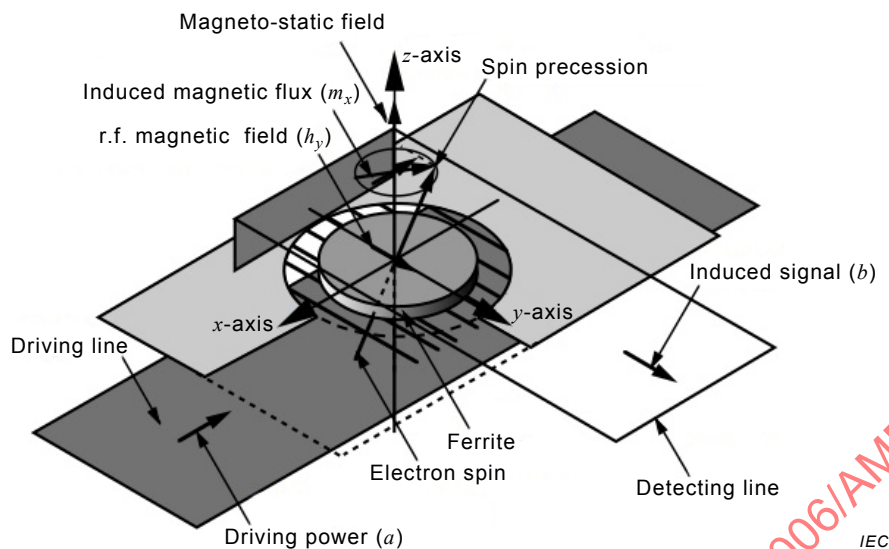


Figure 34 – Model to measure resonance linewidth by transmission

Through the precession of the electron spin, the application of the magneto-static field to the test fixture results in a coupling between the driving and the detecting lines as shown in Equation (88) [25].

$$C = C_0 + 20 \log(|\kappa|) \quad (88)$$

where

C_0 is the coupling coefficient in dB defined by the diameter wavelength ratio of the hole;

κ is the off-diagonal element of relative tensor permeability of the ferrite specimen in the coupling hole.

Equation (88) shows that the signal intensity obtained from the test fixture is proportional to the absolute value of the off-diagonal element in the relative tensor permeability, κ , of the magnetized ferrite. The resonance is defined by the magneto-static field strength and the frequency to maximize the transmitted power, and the relationship between the resonance frequency and the internal magnetic field of the specimen is written as shown in Equation (89).

$$f_r = \frac{\gamma_{\text{eff}} H_i}{2\pi} \quad (89)$$

where

f_r is the resonance frequency;

γ_{eff} is the effective gyromagnetic ratio;

H_i is the internal magnetic field of the specimen.

The linewidth in the frequency, Δf , is defined as the difference between the two frequencies f_1 and f_2 at which the transmitted power by the ferrite material is one-half the maximum transmission as shown below.

$$\Delta f = |f_1 - f_2| \quad (90)$$

The line broadening by the external load is included in the linewidth. The broadening is adjusted from the maximum value of the transmission as described in 12.3.3.5. The linewidth

described in the frequency is converted to the conventional linewidth in the magnetic field strength by using the gyromagnetic ratio, γ_{eff} . γ_{eff} is a constant to define the resonance frequency from the internal magnetic field as shown in Equations (26) and (27) in Clause 6. Considering that γ_{eff} is independent from the shape of the specimen, it is calculated by two resonance conditions as shown in Equation (91).

$$\gamma_{\text{eff}} = \frac{2\pi(f_{r1} - f_{r2})}{H_{r1} - H_{r2}} \quad (91)$$

where

f_{r1} and f_{r2} are the first and the second resonance frequencies, respectively;

H_{r1} and H_{r2} are the magnetic field strengths corresponding to the resonance, respectively.

The obtained linewidth in the frequency, Δf , is converted to the conventional linewidth in the magnetic field strength, ΔH , using γ_{eff} . The details of the conversion are shown in 12.3.3.5 as well.

12.3.3.2 Test specimens and test fixtures

The test specimens for this method may be either spherical or disc-shaped. The specimen dimension shall be small compared with the wavelength in the specimen. The spherical specimen resonates at a lower magnetic field than the disc-shaped specimen. However, the linewidth broadening due to the insufficient saturation magnetization of the specimen and spin wave loss as referred to in Clause 6 will be observed in the spherical specimen. For disc specimens, the quotient of the diameter and the thickness shall exceed 15. Although the magnetic field should be increased, the ambiguities of the linewidth appearing in the spherical specimen become less so in the disc-shaped specimen shaped as described above. For specimens with a relatively narrow linewidth, the measurement result depends strongly on the surface state of the specimen. It is recommended to finish the surface of the specimen by referring to 6.4.

By way of an example, Figure 35 illustrates the whole structure of a test fixture to evaluate the resonance linewidth for 1 GHz to 10 GHz by transmission.

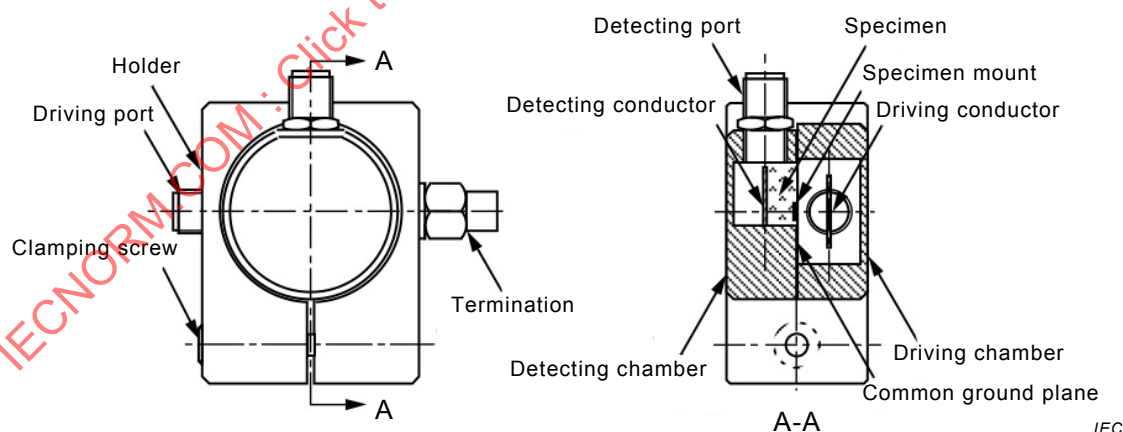


Figure 35 – Test fixture for measurement of resonance linewidth by transmission

The test fixture is constructed with a driving chamber, a detecting chamber, a ground plane with a coupling hole and a mount to maintain the transmission between them at a minimum when the magnetic field is not applied. The transmission with no magnetic field is called the isolation of the test fixture. A specimen is glued on a sample mount put in the detecting line to be positioned at the centre of the coupling hole.

The characteristic impedance of the test fixture should be the same as the impedance of the network analyzer, $50\ \Omega$. It is favourable to adjust to $50\ \Omega \pm 2,5\ \Omega$ for the transmission line of the test fixture. The characteristic impedance of a transition from a connector to a transmission line should favourably be adjusted to $50\ \Omega \pm 5\ \Omega$. The error caused by a long line effect which appears in the cable connecting with the test fixture and the measuring equipment will be reduced by decreasing the standing wave in the cable. For accurate results, it is essential to adjust the isolation of 35 dB or more between the input and output ports of the test fixture when a specimen is installed and no magnetic field is applied. An example of the driving chamber, the detecting chamber and the coupling hole providing the electric field leakage suppressor grid is shown in Figure 36. It was confirmed that the requirements described above were satisfied when the test fixture is assembled as shown in Figure 35. A specimen mount is a styrene foam block which would be expendable.

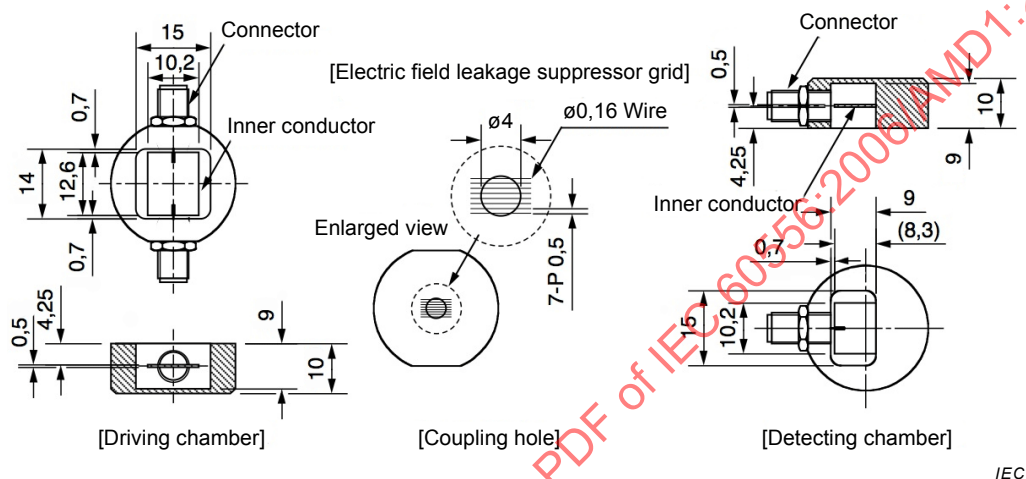


Figure 36 – Example of a test fixture (tolerance: Class f)

The measured linewidth includes a line broadening caused by the external load and this should be adjusted. The adjustment described in Equation (101) is made to obtain a loose coupling between the load and the specimen. It is favourable to adjust the maximum transmission coefficient of the test fixture to lower than -25 dB from the reference level excluding the attenuation by the pad. On the other hand, a small resonance peak will be modulated by a signal leaked directly from the input line. The resonance peak higher than 25 dB from the background signal level will improve the accuracy of the evaluation. The two requirements for the transmission described above will be satisfied by adjusting the volume of the specimen. Considering the favourable conditions described above, the maximum size of the sample diameter will be 80 % of the coupling hole diameter. The quotient of the diameter and the thickness shall exceed 15.

12.3.3.3 Measuring apparatus

A block diagram of the equipment required for the measurement is shown in Figure 37.



RF power from the driving channel of a network analyzer is fed to the driving port of the test fixture, and the output power from the detecting port of the test fixture is sent to the receiving channel of the network analyzer through a pad. A magneto-static field perpendicular to the r. f. magnetic field is applied to the specimen. To obtain a favourable stability in the measurement, a stabilized constant current power supply is recommended for the power source. A detecting probe of the magnetic flux meter shall be positioned between the test fixture and the pole piece.

12.3.3.4 Measuring procedure

- 1) Take off the two cables and pad shown in Figure 37 from the test fixture.
- 2) Connect the two cables including the pads with a jack-to-jack adapter.
- 3) Move the marker to the frequency at which the resonance will be measured, f_{1r} .
- 4) Record S_{21} at the frequency f_{1r} as the reference signal level, A_{1r} .

The linewidth measurement starts from here and this will be carried out by the steps shown below. The measurement shall be made for two frequencies to obtain the accurate value of

 γ_{eff}

Prior to the linewidth measurement, the isolation of the test fixture with the specimen should be maximized. The procedures are shown from step 5) to step 8). The procedures to measure the linewidth are described from step 10) to step 13).

- 5) Position a specimen at the centre of the coupling hole. This positioning will be accomplished by pasting the specimen to the corresponding position on the specimen stage facing the coupling hole.
- 6) Take off the jack-to-jack adapter from the cable and substitute the test fixture between the cables after the reference level measurement. The pad should be installed at the output port of the test fixture.
- 7) Loosen the clamping screw and change the angle of the driving chamber and the detecting chamber until the transmission between two ports becomes minimum. Usually the transmission will be smaller than -80 dB.
- 8) Tighten the clamping screw of the mount.
- 9) Set up the test fixture carefully in the gap of the pole pieces of the electromagnet to make the two centres of the specimen and the pole pieces coincide with each other.
- 10) Apply the magnetic field and adjust so that the maximum of the transmission comes to the frequency at which the reference level was taken.
- 11) Search the accurate frequency of the maximum transmission using the search function of the marker and record the frequency and the amplitude as f_{12} and A_{12} , respectively.
- 12) Move the marker to the lower frequency and adjust the amplitude at 3 dB lower from A_{12} . Read and record the frequency and the signal level as f_{11} and A_{11} , respectively.
- 13) Move the marker to the higher frequency side from the peak and adjust the amplitude at 3 dB lower from A_{12} . Read and record the values as f_{13} and A_{13} , respectively.

The whole procedures described above are shown in Figure 38.

Although the adjustment of the marker may be coarse, the recording of the data shall be accurate. Repeat the procedure from step 10) to step 13) for the measurement of the other frequency as A_{2i} and f_{2i} . It is favourable to select the frequency more than 300 MHz apart from the former measurement to obtain an accurate γ_{eff} .

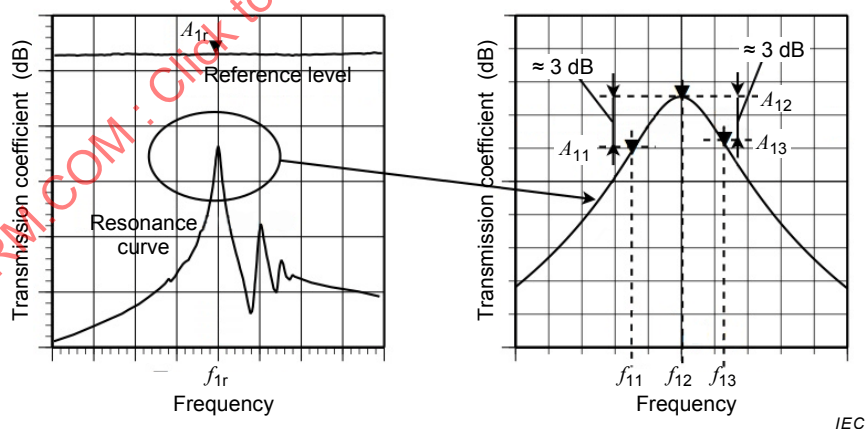


Figure 38 – Measurement procedures

12.3.3.5 Calculation

The gyromagnetic linewidth is defined as the difference between the two frequencies at which the transmission level becomes 3 dB lower than the maximum transmission, and the resonance frequency is given as the average of the two frequencies. A method to decide the resonance curve accurately by numerical analysis is described in 12.3.3.5. This method will fully bring the features of the digitalized measuring equipment.

Equation (88) means that the transmitted power from the test fixture is proportional to $|\kappa|^2$ and this is written by Equation (92).

$$|\kappa|^2 = \frac{(2\pi\mu_0 f M_s / \gamma)^2}{(H_i^2 - 4\pi^2 f^2 / \gamma^2)^2 + (2\pi\Delta f / \gamma)^2 H_i^2} \quad (92)$$

where

H_i is the internal magnetic field strength of the specimen;

f is the frequency of the driving r. f. magnetic field;

M_s is the saturation magnetization of the specimen;

Δf is the half-power linewidth;

γ is the gyromagnetic ratio.

When $x = H_i - 2\pi f / \gamma$ and the relationship $|x| \ll 2\pi f / \gamma$ are confirmed at the frequency close to the resonance, Equation (92) is rewritten as follows:

$$|\kappa|^2 = \frac{(\mu_0 M_s)^2}{4(H_i - 2\pi f / \gamma)^2 + (2\pi\Delta f / \gamma)^2} = \frac{(\mu_0 M_s)^2}{4x^2 + (2\pi\Delta f / \gamma)^2} \quad (93)$$

This means that $|\kappa|^2$ is expressed by a Lorentzian function when the frequency change is small enough compared to the resonance frequency. The linewidth will be given by solving the equation after the acquired data are adapted to a Lorentzian function. However, this cannot be solved analytically because the Lorentzian function is a fractional function. As the inverse of the Lorentzian function is parabolic, the inverse of the acquired data is reduced to a parabolic equation in terms of the frequency as shown below and can be solved analytically.

$$A_i = \frac{1}{P_i} = af_i^2 + bf_i + c \quad (94)$$

where

P_i is the i^{th} acquired power;

f_i is the i^{th} frequency.

The half-power points of the resonance curve correspond to the points twice the minimum value of Equation (94). The equation to be solved is defined as shown in Equation (95).

$$af^2 + bf + c \equiv a\left(f + \frac{b}{2a}\right)^2 + c - \frac{b^2}{4a} = 2\left(c - \frac{b^2}{4a}\right) \quad (95)$$

This equation has two solutions $f = (-b \pm \sqrt{4ac - b^2}) / 2a$. The resonance frequency is given by the average of the two, and the linewidth in the frequency is given by the difference of the two.

The procedure to obtain the parabola will be carried out as follows. Firstly, the measured signal amplitudes in dB around the resonance, A_i , are converted to the linear scale and the inversed power of the resonance is calculated by using the reference signal level, A_r .

$$I_i = 10^{(A - A_r)/10} \quad (96)$$

Four determinants shown below are calculated from the values given by Equation (96).

$$D = \begin{vmatrix} (f_1 - f_2)^2 & (f_1 - f_2) & 1 \\ 0 & 0 & 1 \\ (f_3 - f_2)^2 & (f_3 - f_2) & 1 \end{vmatrix}, D_a = \begin{vmatrix} I_1 & f_1 - f_2 & 1 \\ I_2 & 0 & 1 \\ I_3 & f_3 - f_2 & 1 \end{vmatrix}, D_b = \begin{vmatrix} (f_1 - f_2)^2 & I_1 & 1 \\ 0 & I_2 & 1 \\ (f_3 - f_2)^2 & I_3 & 1 \end{vmatrix} \text{ and } D_c = \begin{vmatrix} (f_1 - f_2)^2 & (f_1 - f_2) & I_1 \\ 0 & 0 & I_2 \\ (f_3 - f_2)^2 & (f_3 - f_2) & I_3 \end{vmatrix} \quad (97)$$

where

f_i is the frequency of the output power at the i^{th} measurement;

I_i is the inverse of the output power at the i^{th} measurement.

In this procedure, the frequencies were converted to the shifted frequencies from the resonance frequency to avoid rounding errors caused by the product of the values with high figures. The coefficients of the parabolic equation to be obtained are written as shown in Equation (98) using the determinants of Equation (97).

$$a = \frac{D_a}{D}, b = \frac{D_b}{D} \text{ and } c = \frac{D_c}{D} \quad (98)$$

The procedures to obtain the resonance linewidth described above are illustrated in Figure 39.

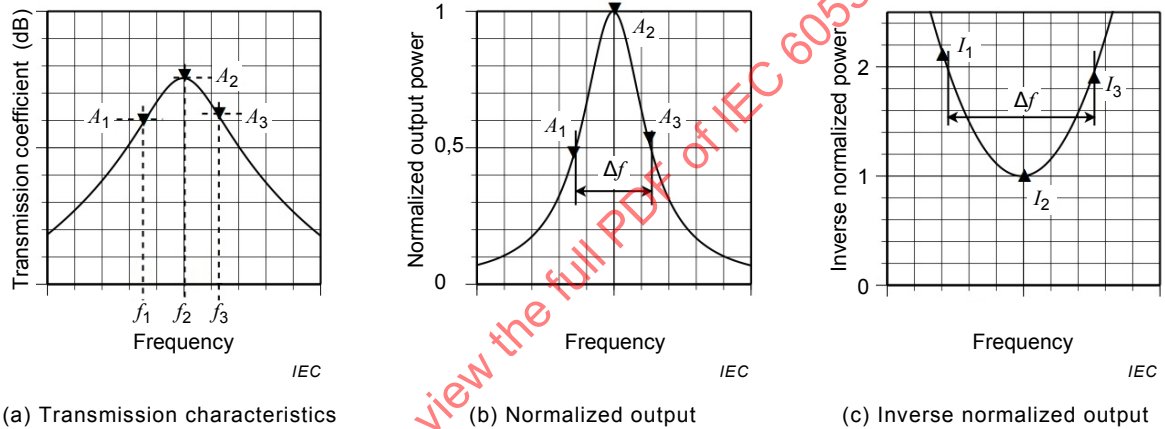


Figure 39 – Steps to obtain resonance linewidth by numerical analysis

The resonance frequency, f_r , and the loaded linewidth in the frequency, Δf_l , are given as shown in Equations (99) and (100). The frequency shift to avoid the rounding error is recovered in this equation.

$$f_r = f_2 - \frac{b}{2a} \quad (99)$$

$$\Delta f_l = \frac{\sqrt{4ac - b^2}}{a} \quad (100)$$

The obtained resonance linewidth in the frequency is a linewidth including the linewidth broadening caused by the external loads and this should be adjusted as shown in Equation (101) [26].

$$\Delta f_u = (1 - \sqrt{I_2}) \Delta f_l \quad (101)$$

The effective gyromagnetic ratio is calculated to convert the resonance linewidth in the frequency to that in the magnetic field strength, and the coefficient is written as shown in Equation (102) if the measuring frequencies are two. The suffixes 1 and 2 of the resonance frequency, f_{ri} , and the magnetic flux density, B_i , mean the order of measurement.

$$\gamma_{\text{eff}} = 2\pi \frac{f_{r2}(\text{MHz}) - f_{r1}(\text{MHz})}{795,8[B_2(\text{mT}) - B_1(\text{mT})]} \quad (102)$$

Finally, the resonance linewidth in the magnetic field strength is given by Equation (103).

$$\Delta H = \frac{2\pi A f_U}{\gamma_{\text{eff}}} \quad (103)$$

NOTE If the frequencies are measured with the accuracy of 10^{-9} , the amplitudes with the accuracy of 0,01 dB and the magnetic field strengths with the accuracy of ± 1 %, the relative errors in the determination of ΔF and γ_{eff} become ± 1 % for both. The error caused by the leakage of the electric field from the coupling hole has been lower than ± 3 % if the isolation is higher than 35 dB. Finally, the overall accuracy of the ΔH evaluation becomes ± 5 %. It has been confirmed that the difference between the results measured by the method described in Clause 6 and this method was less than 1,5 %.

12.3.3.6 Data presentation

The data sheet shall be presented so as to conform with the requirements of IEC 60392. The measurement frequency shall be declared: this may be done by using a subscript for the measuring frequency in gigahertz, i.e. ΔH_{10} (if measured at 10 GHz). Information on the shape and size of the specimen (spherical or disc-shaped, dimensions) is desirable, and its unique identity shall be given.

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC 60556:2006/AMD1:2016

Annex A (informative)

Method to calculate the linewidth using a spreadsheet software program

A.1 General

An example of calculation using a spreadsheet software is shown here to save the labour of calculation. The theoretical details of this method have been described in 12.2.3.5 already.

A.2 Object

A sheet to calculate the linewidth should be prepared at first by referring to the procedure shown below. Copy the source code shown on the next page and paste it to an appropriate text editor with an appropriate title at first. The calculating sheet is given by importing the source code file into a spreadsheet software program following the procedure shown below. This source code file is written in CSV (comma-separated value) format. An example shown in Table A.1 would be able to help for carrying out this procedure.

A.3 Calculating procedure

The calculation and the measurement will be made simultaneously when a personal computer installing the spreadsheet software is prepared. This instruction is described by supposing that the computer is provided with the network analyzer. The measurement and the calculation procedures will be carried out as follows.

- 1) Enter the reference level at the centre frequency into the required cells as A_{1r} .
- 2) Enter the magnetic flux density, B_{11} , into the required cell, after the magnetic field was adjusted to maximize the transmission at the frequency at which the reference level was taken.
- 3) Enter the data into the array [Data 12] at first. The frequency and the signal level of the maximum transmission are searched using the maximum searching function of the network analyzer. The marker values are entered into the cell [Frq.] in MHz and into the cell [S_{21}] in dB as f_{12} and A_{12} , respectively. f_{12} will appear at the frequency cell at which the reference level was taken.
- 4) Power in the linear scale, P_{12} , will appear in the right cell of A_{12} .
- 5) When A_{12} is entered, the target values of the signal level to be measured will appear at the column [Target].
- 6) Adjust the marker to the half-power point of the lower frequency referring to the target value of A_{11} and enter the values in the array [Data 11] in the same way as described in 3).
- 7) The same procedure will be repeated to enter f_{13} and A_{13} to the array [Data 13].
- 8) Frequency shifts from the centre frequency, f_{1i} to f_{12} , in MHz and the inverses of power, I_{1i} , will appear in the [Frq_shift] and [Inv_power] columns after these values have been entered.
- 9) Four determinants and the coefficients to calculate the equation $I_i = af_{1i}^2 + bf_{1i} + c$ will appear in the right two columns successively.
- 10) The resonance frequency and the resonance linewidth in the frequency appear finally. The resonance linewidth broadening caused by the external load is adjusted by this calculation procedure in this cell.
- 11) Repeat the process shown above for the next frequencies f_{22} , f_{21} and f_{23} .

12) The effective- $\gamma/2\pi$ and the resonance linewidth in the magnetic field strength for the two frequencies are displayed after the data input of the next frequencies are completed.

Two linewidths will be described in terms of the magnetic field strength, A/m, and the magnetic flux density, mT, as a result. The readout using the flux density is one order smaller than the value described in Oe. The conversion to the linewidth in Oe, currently used, will become easier with this representation.

The source code for a spreadsheet software program is as follows:

```
Data,B [mT],Freq. [MHz],S21 [dB],Target [dB],Power,Frq_shift,Inv_power,D Da b & c,a b and c
11,,, = D3-3, = EXP(LN(10)*(D2-D5)/10), = C2-C3, = F3/F2, = G2*G4*G4-G2*G2*G4, = I3/I2
12, = B2,,, = D3, = EXP(LN(10)*(D3-D5)/10), = C3-C3, = F3/F3, = H3*G4+H4*G2-H3*G2-H2*G4, = I4/I2
13, = B2,,, = D3-3, = EXP(LN(10)*(D4-D5)/10), = C4-C3, = F3/F4, = G2*G2*H3+G4*G4*H2-G4*G4*H3-
G2*G2*H4, = I5/I2
,Ref_Level, = C3,,, = EXP(LN(10)*D5/10),,,, = G2*H3*G4*G4-G4*H3*G2*G2
,
Data,B [mT],Freq. [MHz],S21 [dB],Target [dB],Power,Frq_shift,Inv_power,D Da b & c,a b and c
21,,, = D9-3, = EXP(LN(10)*(D8-D11)/10), = C8-C9, = F9/F8, = G8*G10*G10-G8*G8*G10, = I9/I8
22, = B8,,, = D9, = EXP(LN(10)*(D9-D11)/10), = C9-C9, = F9/F9, = G10*H9+G8*G10-G8*H9-G10*H8, = I10/I8
23, = B8,,, = D9-3, = EXP(LN(10)*(D10-D11)/10), = C10-C9, = F9/F10, = G8*G8*H9+G10*G10*H8-G10*G10*H9-
G8*G8*H10, = I11/I8
,Ref_Level, = C9,,, = EXP(LN(10)*D11/10),,,, = G8*H9*G10*G10-G10*H9*G8*G8
,
,B [mT],Res_freq [MHz],Delta_f [MHz],Gam'a/2pi,Delta_H [A/m],Delta_B [mT]
, = B2, = C3-J3/(2*J2), = (1-SQRT(F9/F5))*SQRT(4*J2*J4-J3*J3)/J2, = (C15-C14)/(B15-
B14)/795,8, = D14/E14, = F14/795,8
, = B8, = C9+J9/(2*J8), = (1-SQRT(F9/F11))*SQRT(4*J2*J4-J3*J3)/J2,[MHz/A/m], = D15/E14, = F15/795,8
```

Table A.1 gives an example of the linewidth calculation using a spreadsheet software program.

Table A.1 – Example of the linewidth calculation using a spreadsheet software program

Data	B [mT]	Freq. [MHz]	S21 [dB]	Target [dB]	Power	Frq_shift	Inv_power	D, Da,b & c	a,b and c
11	416,1	8 969	-49,89843	-49,87695	0,000111648	-32	2,005155233	-56 608	0,001066946
12	416,1	9 001	-46,87695	-46,87695	0,000223872	0	1	-60,3976738	0,002731168
13	416,1	9 030	-49,83593	-49,87695	0,000113267	29	1,976505376	-154,6059544	1
	Ref_Level	9 001	-10,37695		0,091686417			-56 608	

Data	B [mT]	Freq. [MHz]	S21 [dB]	Target [dB]	Power	Frq_shift	Inv_power	D, Da,b & c	a,b and c
21	423,4	9 170,5	-49,75293	-49,67285	0,00011496	-30	2,032394449	-51 330	0,016947973
22	423,4	9 200,5	-46,67285	-46,67285	0,000233644	0	1	-869,939439	0,000883459
23	423,4	9 229,5	-49,71582	-49,67285	0,000115947	29	2,015101842	-45,34792642	1
	Ref_Level	9 200,5	-10,3584		0,092078874			-51 330	

B [mT]	Res_freq [MHz]	Delta_f [MHz]	Gam'a/2Pi	Delta_H [A/m]	Delta_B [mT]
416,1	8 999,7	58,08	0,034565028	1 680,3	2,11
423,4	9 200,5	58,09	[MHz/A/m]	1 680,6	2,11

Bibliography

Add, after [19], the following new references:

- [20] I. Bady: "Measurement of Linewidth of Single Crystal Ferrites by Monitoring the Reflected Wave in Short-Circuited Transmission Line", IEEE Trans. Magn. MAG-3, No.3, 521-526 (1967)
 - [21] S. Takeda and H. Suzuki: "Wideband Measurement System of ΔH_{ω} using All Shielded Shorted Microstrip Line", J. Magn. Soc. Jpn., 33, 171-174 (2009)
 - [22] B. Lax and K. J. Button: "Microwave Ferrites and Ferrimagnetics", McGraw-Hill Co. Inc. 1962 p.153
 - [23] *ibid*; p.169
 - [24] D. M. Pozar, "Microwave Engineering" John Wiley & Sons, Inc. p 62, p159 , 1998
 - [25] D. Stinson, "Ferrite line width measurements in a cross-guide coupler" IRE Trans. Microwave Theory and Techniques, vol. 6, no. 4, pp. 446-450, 1958
 - [26] Arthur. F. Harvey, Microwave Engineering, p 201, New York: Academic Press, 1963
-

AVANT-PROPOS

Le présent amendement a été établi par le comité d'études 51 de l'IEC. Composants magnétiques et ferrites.

Le texte de cet amendement est issu des documents suivants:

CDV	Rapport de vote
51/1064/CDV	51/1089A/RVC

Le rapport de vote indiqué dans le tableau ci-dessus donne toute information sur le vote ayant abouti à l'approbation de cet amendement.

Le comité a décidé que le contenu de cet amendement et de la publication de base ne sera pas modifié avant la date de stabilité indiquée sur le site web de l'IEC sous "http://webstore.iec.ch" dans les données relatives à la publication recherchée. A cette date, la publication sera

- reconduite,
- supprimée,
- remplacée par une édition révisée, ou
- amendée.

IMPORTANT – Le logo "colour inside" qui se trouve sur la page de couverture de cette publication indique qu'elle contient des couleurs qui sont considérées comme utiles à une bonne compréhension de son contenu. Les utilisateurs devraient, par conséquent, imprimer cette publication en utilisant une imprimante couleur.

Ajouter, après l'Article 11, le nouvel Article 12 et l'Annexe A:

12 Largeur de raie de la résonance gyromagnétique ΔH et rapport gyromagnétique efficace γ_{eff} par une méthode non résonante

12.1 Généralités

Jusqu'à présent, la largeur de raie de la résonance gyromagnétique ΔH et le rapport gyromagnétique efficace γ_{eff} étaient mesurés en utilisant la cavité résonante décrite à l'Article 6. La fréquence de mesure était donc limitée à la fréquence spécifiée par la cavité résonante.

Entre temps, différents types de dispositifs à ferrite ont été développés sur de grandes plages de fréquences.

En conséquence, il est souhaitable de mesurer facilement la largeur de raie de la résonance gyromagnétique ΔH et le rapport gyromagnétique efficace γ_{eff} à toutes les fréquences requises pour le développement de dispositifs à ferrite ou de matériaux ferrites. En outre, la méthode de la cavité résonante décrite à l'Article 6 pose deux problèmes. Le premier problème est la trop faible résolution d'un appareil de mesure de densité de flux magnétique,

qui peut entraîner une faible précision de la mesure d'une largeur de raie de la résonance étroite. L'autre problème est qu'un échantillon de ferrite devient trop petit pour prendre la forme d'une sphère ou d'un disque, parce qu'il est nécessaire de réduire la taille d'un échantillon de ferrite pour maintenir l'absorption à la résonance, qui augmente lorsque la largeur de raie de la résonance diminue, à des valeurs correctes permettant de garantir une perturbation suffisamment petite de la cavité. Les méthodes de mesure de la largeur de raie de la résonance gyromagnétique ΔH et du rapport gyromagnétique efficace γ_{eff} à une fréquence arbitraire sont décrites à l'Article 12.

12.2 Objet

Décrire des méthodes qui peuvent être utilisées pour mesurer la largeur de raie de la résonance gyromagnétique ΔH et le rapport gyromagnétique efficace γ_{eff} de ferrites pour hyperfréquences isotropes à une fréquence arbitraire sur la plage de fréquences allant de 1 GHz à 10 GHz en mesurant les variations des caractéristiques de transmission et de réflexion avec un balayage de fréquences.

12.3 Méthodes de mesure

12.3.1 Généralités

Les mesures sont effectuées sur les variations des caractéristiques de transmission, telles que des coefficients de réflexion complexes ou des coefficients de transmission scalaires, dans une ligne de transmission chargée avec un échantillon de ferrite, en réalisant un balayage de fréquences. L'apparition des synthétiseurs de fréquences et des récepteurs de faible bruit et de grande plage dynamique dans la région des hyperfréquences a permis de réaliser ces mesures avec précision.

A proprement parler, la largeur de raie mesurée avec un balayage de fréquences et un champ magnétique externe constant n'est pas égale à la largeur de raie mesurée avec un balayage de champ magnétique externe et une fréquence constante comme cela est décrit à l'Article 6. Toutefois, la différence entre deux valeurs mesurées est petite et ne pose pas de problème pratique.

Les deux méthodes de mesure suivantes peuvent être considérées:

- 1) La méthode de réflexion: méthode de mesure des coefficients de réflexion à partir de la ligne de transmission court-circuitée chargée avec un échantillon de ferrite.
- 2) La méthode de transmission: méthode de mesure de la puissance de transmission à travers un trou de couplage chargé de ferrite fait dans un plan de terre commun des lignes de transmission se croisant à angle droit.

Du point de vue de l'utilisation pratique, ces deux méthodes présentent des avantages et des inconvénients. La méthode de réflexion a l'avantage d'utiliser un montage d'essai de structure simple, un montage plus facile des échantillons et une disposition de circuit de mesure plus simple, car les mesures se font avec un seul port, ce qui facilite la mesure de l'influence de la température sur la largeur de raie de la résonance. La méthode de transmission a l'avantage de permettre la mesure de la largeur de raie de la résonance avec un échantillon de ferrite sur une large plage de fréquences et donne des valeurs de mesure plus précises de la largeur de raie de la résonance grâce à une mesure plus simple (seule la puissance de transmission est mesurée), en fabriquant soigneusement un montage d'essai.

Ces deux méthodes sont décrites en 12.3.2 et 12.3.3.

12.3.2 Méthode de réflexion

12.3.2.1 Théorie de la mesure

La méthode recommandée pour mesurer la largeur de raie de la résonance gyromagnétique ΔH et le rapport gyromagnétique efficace γ_{eff} est fondée sur la mesure du coefficient de

réflexion S_{11} d'une ligne de transmission court-circuitée avec le spécimen, comme cela est proposé par Bady [20]. Dans la présente norme, la ligne à microruban court-circuitée est utilisée comme cela est représenté schématiquement à la Figure 27.

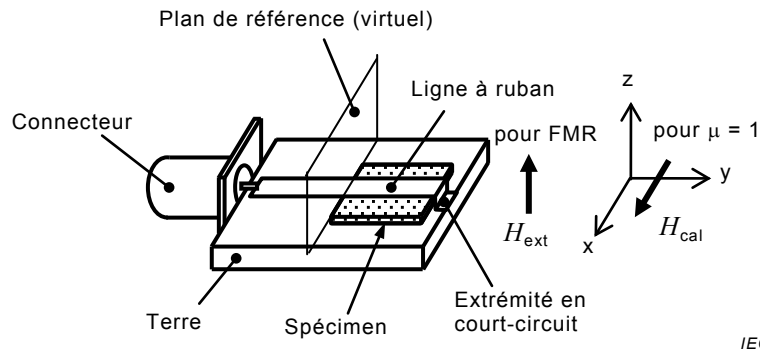


Figure 27 – Représentation schématique d'un montage de ligne à microruban court-circuitée avec un spécimen

Le plan de référence est défini sur la longueur du spécimen à partir de l'extrémité en court-circuit. Vu depuis le plan de référence du montage d'essai, le circuit équivalent à élément localisé peut être considéré comme un circuit parallèle $L_o C_o$, voir Figure 28a), quand le fort champ magnétique est appliqué parallèlement au plan du spécimen (direction x) pour obtenir $\mu = 1$. Une fois ce champ magnétique retiré, le champ est appliqué perpendiculairement au plan du spécimen pour la résonance gyromagnétique. La Figure 28b) représente le circuit équivalent pour la résonance gyromagnétique [21], où L_o est une inductance à noyau d'air et C_o est une capacité parasite. Les valeurs de L_o et C_o sont appelées "constantes du montage". La méthode pour calculer les "constantes du montage" est présentée en 12.3.2.8. Quand une résonance gyromagnétique se produit, il est considéré qu'une certaine partie η de l'inductance à noyau d'air L_o est remplacée par la perméabilité relative complexe $\mu' \mu''$ et le coefficient de couplage η est quasiment invariable dans la plage de fréquences de mesure. La largeur à mi-hauteur de la courbe de résonance de partie imaginaire μ'' est définie comme la largeur de raie de la résonance gyromagnétique. En mesurant les paramètres S_{11} de la Figure 28a) et 28b), la quantité $\eta \mu'' L_o$ proportionnelle à la partie imaginaire μ'' peut être obtenue en se basant sur l'analyse théorique du circuit comme cela est représenté en 12.3.2.5.

En conséquence, la largeur de raie de la résonance gyromagnétique ΔH est dérivée de la courbe de résonance $\eta \mu'' L_o$.

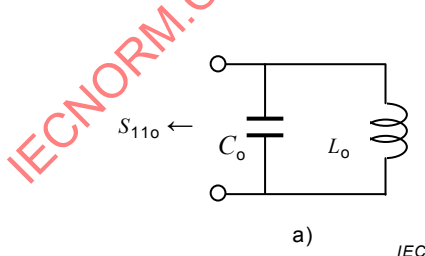


Figure 28a) avec $\mu = 1$ dans un fort champ magnétique parallèle au champ RF

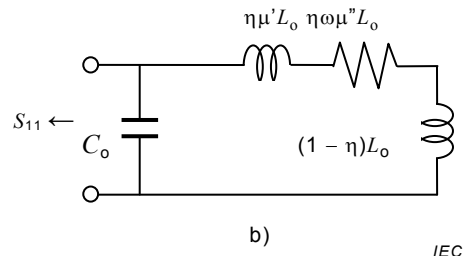


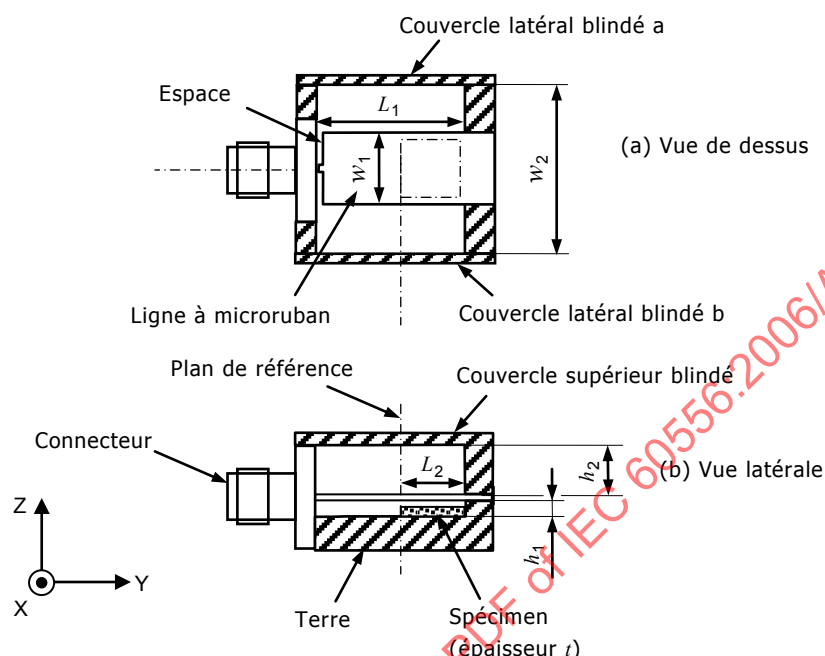
Figure 28b) avec résonance gyromagnétique

Figure 28 – Circuits équivalents d'une ligne à microruban court-circuitée

12.3.2.2 Spécimens d'essai et montages d'essai

La structure de la ligne à microruban court-circuitée entièrement blindée comme montage d'essai est représentée schématiquement à la Figure 29. Un spécimen en forme de disque ou

de plaque carrée est placé à l'extrémité de la partie court-circuitée. Pour éviter des perturbations provenant de l'extérieur, des couvercles blindés sont installés sur le côté supérieur et sur les deux côtés du montage d'essai. Il convient de régler l'impédance du montage d'essai à l'exception de l'extrémité en court-circuit à $50 \Omega \pm 2 \Omega$ en ajustant l'espace entre le connecteur et la ligne à ruban. Les dimensions typiques du montage d'essai sont indiquées dans le Tableau 1.



IEC

NOTE L'épaisseur de la ligne à microruban est 0,3 mm.

Figure 29 – Coupe représentant la ligne à microruban court-circuitée entièrement blindée avec un spécimen

Tableau 1 – Dimensions typiques du montage d'essai

h_1	w_1	h_2	espace	w_2	L_1	L_2
2,0	7,0	3,7	$0,35 \pm 0,15$	20	8	5
NOTE Les dimensions sont en mm.						

Les spécimens sont en forme de disques ou de plaques carrées. Les dimensions typiques des spécimens sont indiquées dans le Tableau 2.

Tableau 2 – Formes et dimensions typiques des spécimens

Disque	Diamètre D $D \leq 5 \text{ mm } \phi$ jusqu'à 10 GHz	Rapport entre diamètre et épaisseur $t/D \leq 1/20$ (t = épaisseur)
Plaque carrée	Longueur d'un côté $L_2 \leq 5 \text{ mm}$ jusqu'à 10 GHz	Rapport entre longueur d'un côté et épaisseur $t/L_2 \leq 1/20$ (t = épaisseur)

12.3.2.3 Appareil de mesure

La Figure 30 est la représentation schématique de cette méthode de mesure. Le montage d'essai avec un spécimen est situé entre des pièces polaires d'aimants permanents ou d'un électroaimant pour générer une résonance gyromagnétique. Dans le cas de disques ou de

plaques carrées, pour appliquer un champ magnétique statique normal au plan, il convient que le montage d'essai et la pièce polaire soient capables de tourner autour de deux axes orthogonaux. Dans le champ magnétique statique constant, la valeur absolue et la phase du paramètre S_{11} du montage d'essai sont mesurées en balayant la fréquence de l'analyseur de réseau vectoriel (VNA: *Vector Network Analyzer*)

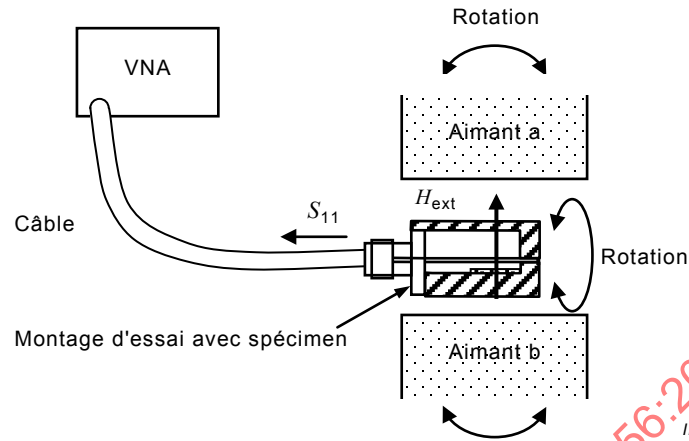


Figure 30 – Représentation schématique du système de mesure

12.3.2.4 Procédure de mesure

La procédure de mesure est la suivante:

- 1) Le VNA est étalonné sur l'extrémité du câble en utilisant un gabarit en circuit ouvert, en court-circuit et en charge.
- 2) Tous les points des fréquences de balayage sont choisis pour obtenir plus de 10 points dans la moitié de la largeur de raie Δf de la fréquence définie ci-dessous.
- 3) Il convient de mettre en contact et de fixer un spécimen sur le coin de l'extrémité en court-circuit et de la terre.
- 4) Pour conserver $\mu = 1$, il convient d'appliquer un champ magnétique statique H_{cal} supérieur à $3,2 \times 10^5$ A/m parallèlement à l'axe x du champ magnétique RF.
- 5) La valeur absolue et la phase de S_{110} sont mesurées selon l'équation (64).

$$S_{110} = G_o \exp(j\delta_o) \quad (64)$$

- 6) Après avoir retiré H_{cal} , le champ magnétique statique H_{ext} est appliqué le long de l'axe z .
- 7) La courbe de résonance gyromagnétique est observée en S_{11} .
- 8) La direction de H_{ext} est ajustée pour obtenir la fréquence de résonance la plus basse, c'est-à-dire la direction normale au plan des spécimens, en faisant tourner individuellement le montage d'essai et les pièces polaires.
- 9) La valeur minimale de S_{11m} est mesurée à la fréquence de résonance. Il convient que cette valeur soit inférieure à -1 dB.
- 10) Ensuite, la valeur absolue et la phase de S_{11} sont mesurées sur toute la plage de fréquences selon l'équation (65).

$$S_{11} = G \exp(j\delta) \quad (65)$$

12.3.2.5 Dérivation de la largeur de raie de la résonance gyromagnétique ΔH [21]

La dérivation de la largeur de raie de la résonance gyromagnétique est obtenue comme suit:

- 1) En divisant l'équation (65) par l'équation (64), E et F sont définis par l'équation (66).

$$S_{11}/S_{110} = G/G_0 \exp\{j(\delta - \delta_0)\} = E + jF \quad (66)$$

2) Ensuite, il convient d'effectuer les calculs suivants.

$$C_{11} = y(E+1) + F X_c \quad (67)$$

$$C_{12} = X_c(E-1) - yF \quad (68)$$

$$C_{10} = y\{y(1-E) - F X_c\} \quad (69)$$

$$C_{20} = y\{X_c(1+E) - Fy\} \quad (70)$$

où

y est une admittance caractéristique, généralement $y = 0,02 \text{ S}$.

$$X_c \text{ est défini par } X_c = \omega C_0 - 1/\omega L_0 \quad (71)$$

3) Il convient également d'effectuer les calculs suivants.

$$A = \frac{C_{10}C_{11} - C_{20}C_{12}}{C_{11}^2 + C_{12}^2} \quad (72)$$

$$B = \frac{C_{10}C_{12} + C_{20}C_{11}}{C_{11}^2 + C_{12}^2} \quad (73)$$

4) La partie imaginaire $\eta\mu''L_0$ de l'inductance complexe est calculée.

$$\eta\mu''L_0 = \frac{A}{\omega\{A^2 + (B - \omega C_0)^2\}} \quad (74)$$

5) La valeur de $\eta\mu''L_0$ est directement proportionnelle à μ'' . $\eta\mu''L_0$ étant sur l'axe vertical et la fréquence étant sur l'axe horizontal, la courbe de résonance peut être tracée comme cela est représenté à la Figure 31. La courbe n'est pas toujours symétrique par rapport à l'axe de la fréquence centrale. La fréquence de résonance f_r du pic principal et deux demi-largeurs de raie, Δf_l à gauche et Δf_h à droite peuvent alors être obtenues. Toutefois, la valeur de Δf_l sur le côté gauche, plus petite que Δf_h sur le côté droit, est prise comme la demi-largeur Δf correcte, parce que la plus petite valeur est considérée comme étant moins influencée par un mode magnétostatique plus grand. La méthode permettant de dériver Δf en utilisant la méthode des moindres carrés est indiquée en 12.3.2.6.

6) La constante de relaxation α est dérivée de l'équation (75) [22].

$$\alpha = \Delta f / f_r \quad (75)$$

7) La largeur de raie de la résonance gyromagnétique ΔH est dérivée de l'équation (76) [23].

$$\Delta H = 4\pi\Delta f / (\mu_0 \gamma_{\text{eff}}) \text{ (A/m)} \quad (76)$$

où

μ_0 est la permittivité du vide;

γ_{eff} est le rapport gyromagnétique efficace.

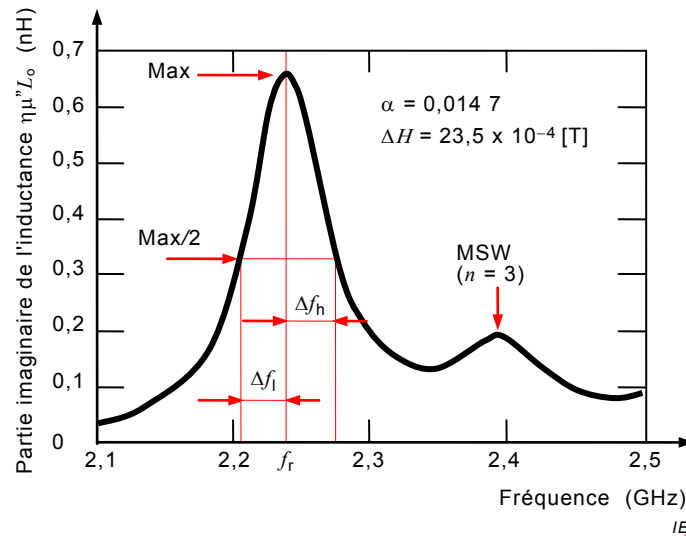


Figure 31 – Courbe d'absorption observée de la partie imaginaire $\eta\mu''L_0$ de l'inductance pour un spécimen gyromagnétique carré de 5 mm, de 0,232 mm d'épaisseur et avec $M_s = 0,08$ T

NOTE Si l'amplitude et la phase de S_{11} sont mesurées avec une précision de $\pm 0,02$ dB et $\pm 0,075^\circ$ respectivement, l'intensité du champ magnétique statique est mesurée avec une précision de ± 1 %, L_0 et C_0 sont déterminées avec une précision de ± 10 %, alors l'erreur relative de γ_{eff} devient égale à ± 1 % et l'erreur relative de la détermination de ΔH devient égale à ± 5 %, respectivement.

12.3.2.6 Dérivée d'une demi-largeur de raie Δf par la méthode des moindres carrés

D'abord, à titre d'exemple, les valeurs des mesures de $\eta\mu''L_0$ d'environ 10 pièces effectuées du côté des plus basses fréquences et d'environ 4 pièces du côté des fréquences plus élevées comprenant la valeur maximale $(\eta\mu''L_0)_{\text{max}}$ sont relevées. Ensuite, l'inverse de la valeur $(\eta\mu''L_0)_{\text{max}}$ est noté $a(0)$ et l'inverse des valeurs de $\eta\mu''L_0(i)$ sont notés $a(-10)$, $a(-9)$, ..., $a(-1)$, $a(1)$, $a(2)$ et $a(3)$. Les fréquences correspondantes sont $f(0)$, $f(-10)$, $f(-9)$, ..., $f(-1)$, $f(1)$, $f(2)$ et $f(3)$ respectivement la plus petite fréquence étant $f(-10)$. Ensuite, les nouveaux ensembles de fréquences de $F(i) = f(i) - f(-10)$ sont introduits. La valeur de $a(i)$ suit une relation parabolique conforme à l'équation (77) parce que $\eta\mu''L_0(i)$ a des caractéristiques de Lorentz.

$$y(i) = P F(i)^2 + Q F(i) + R \quad (77)$$

où P , Q et R sont les coefficients qu'il convient de déterminer par la méthode des moindres carrés. La fonction d'erreur de E^2 est définie comme suit:

$$E^2 = \sum \{ y(i) - a(i) \}^2 = \sum \{ P F(i)^2 + Q F(i) + R - a(i) \}^2 \quad (i = -10, -9, \dots, 0, 1, 2, 3) \quad (78)$$

Les différentiations partielles portent sur P , Q et R pour réduire E^2 à sa valeur minimale.

Les coefficients de P , Q et R peuvent être déterminés par les équations suivantes:

$$P = D_P / D, \quad Q = D_Q / D, \quad R = D_R / D \quad (79)$$

où

$$D = \begin{vmatrix} X_4 & X_3 & X_2 \\ X_3 & X_2 & X_1 \\ X_2 & X_1 & n \end{vmatrix} \quad D_P = \begin{vmatrix} X_2 A & X_3 & X_2 \\ X_1 A & X_2 & X_1 \\ A & X_1 & n \end{vmatrix} \quad D_Q = \begin{vmatrix} X_4 & X_2 A & X_2 \\ X_3 & X_1 A & X_1 \\ X_2 & A & n \end{vmatrix} \quad D_R = \begin{vmatrix} X_4 & X_3 & X_2 A \\ X_3 & X_2 & X_1 A \\ X_2 & X_1 & A \end{vmatrix} \quad (80)$$

où

$$X_4 = \sum F(i)^4, X_3 = \sum F(i)^3, X_2 = \sum F(i)^2, X_1 = \sum F(i), n = \sum F(i)^0 \quad (81)$$

$$X_2 A = \sum F(i)^2 a(i), X_1 A = \sum F(i) a(i), A = \sum a(i) \quad (82)$$

où n est le nombre total de données. Dans cet exemple $n = 14$.

La fréquence de résonance f_r est donc donnée par l'équation (83).

$$f_r = -Q/(2P) + f(-10) \quad (83)$$

La demi-largeur de raie Δf est également donnée par l'équation (84).

$$\Delta f = \frac{\sqrt{4PR - Q^2}}{P} \quad (84)$$

12.3.2.7 Calcul du rapport gyromagnétique efficace γ_{eff}

La valeur de γ_{eff} peut être dérivée de la procédure suivante.

- 1) Les fréquences de résonance f_{r1} et f_{r2} peuvent être mesurées en appliquant un champ magnétique appliqué H_1 puis un champ magnétique H_2 .
- 2) Le rapport gyromagnétique efficace γ_{eff} est dérivé de l'équation (85).

$$\gamma_{\text{eff}} = \frac{2\pi(f_{r1} - f_{r2})}{\mu_0(H_1 - H_2)} (T^{-1} s^{-1}) \quad (85)$$

où

il convient que la différence de fréquences ($f_{r1} - f_{r2}$) soit supérieure à 600 MHz.

12.3.2.8 Calcul des constantes du montage L_o et C_o

Par hypothèse le circuit équivalent voyant un spécimen avec $\mu = 1$ depuis le plan de référence est un circuit parallèle avec L_o et C_o tel que celui représenté à la Figure 32.

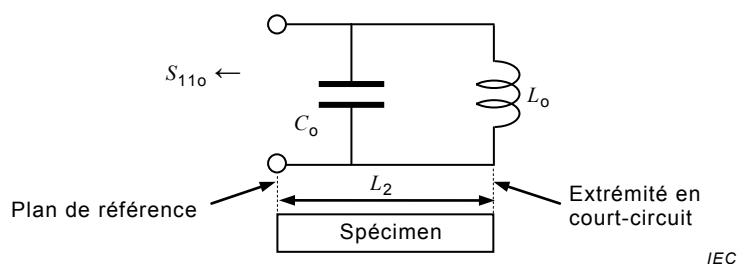


Figure 32 – Circuit équivalent du dispositif d'essai

Si le montage d'essai est conçu pour avoir une impédance de 50Ω à l'exception de l'extrémité en court-circuit et si l'effet de la charge de l'échantillon avec $\mu = 1$ est négligeable, les constantes du montage L_o et C_o sont calculées comme suit:

$$L_o = L L_2 \quad (H) \quad (86)$$

$$C_o = 0,38 C L_2 \quad (F) \quad (87)$$

où

L_2 est la longueur de l'échantillon, et $L = 166,9 \text{ nH/m}$ et $C = 66,67 \text{ pF/m}$ [24] sont respectivement l'inductance et la capacité par unité de longueur de la ligne de transmission de 50Ω . Le facteur 0,38 dans l'équation (87) a été déterminé pour réduire à sa valeur minimale l'erreur du modèle d'élément localisé dans la large plage de fréquences de mesure allant jusqu'à 10 GHz.

Le Tableau 3 donne les constantes du montage calculées pour des spécimens de 5 mm de long.

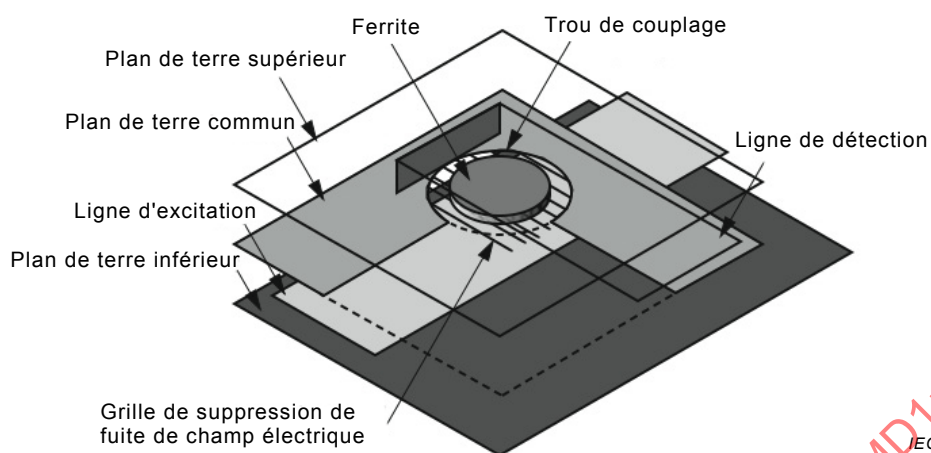
Tableau 3 – Constantes du montage pour des spécimens de 5 mm de long

Longueur du spécimen mm	L_o nH	C_o pF
5	0,834	0,127

12.3.3 Méthode de transmission

12.3.3.1 Théorie

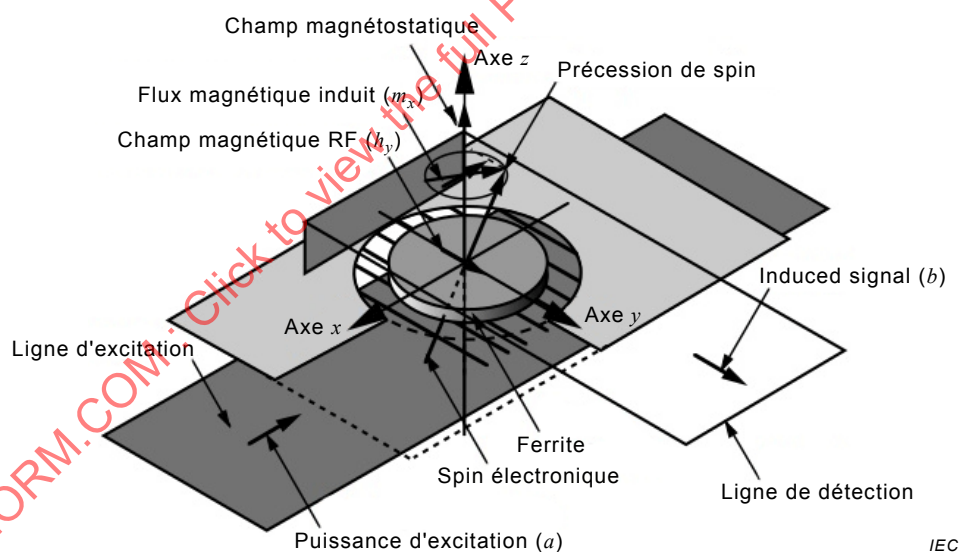
Une méthode recommandée d'évaluation de ΔH et γ_{eff} à une fréquence arbitraire est fondée sur la mesure de l'élément "hors diagonale" de la perméabilité tensorielle relative, κ , par la transmission d'un signal [25]. Un modèle de montage d'essai utilisé dans cette mesure est représenté à la Figure 33. Le montage d'essai est construit par deux lignes à trois plaques empilées à angle droit et un plan de terre commun placé entre les deux lignes avec un trou de couplage situé au point de croisement des lignes. Une ligne destinée à appliquer un champ magnétique RF à un spécimen est terminée par une charge adaptée pour générer un champ magnétique RF uniforme. L'autre ligne destinée à détecter un signal du spécimen est mise à la terre au bord du trou de couplage pour éviter une erreur causée par la fuite d'un champ électrique provenant du trou de couplage. Une grille parallèle au champ magnétique RF d'excitation est prévue dans le trou de couplage pour assurer une meilleure suppression de la fuite de champ électrique.



(Une partie du plan de terre n'est pas représentée pour montrer la partie inférieure du montage d'essai.)

Figure 33 – Structure du montage d'essai pour mesurer la largeur de raie de la résonance par transmission

Un spécimen de ferrite est placé sur la grille de suppression de fuite de champ électrique, en face de la ligne de détection. Un champ magnétostatique perpendiculaire au champ magnétique RF d'excitation est appliqué pour générer une précession de spin électronique dans la ferrite et une résonance gyromagnétique. La précession de spin induit un signal dans la ligne de détection. Ces relations sont représentées à la Figure 34.



(Une partie du plan de terre n'est pas représentée pour montrer la partie inférieure du montage d'essai.)

Figure 34 – Modèle de mesure de la largeur de raie de la résonance par transmission

Avec la précession de spin électronique, l'application du champ magnétostatique au montage d'essai entraîne un couplage entre les lignes d'excitation et de détection comme indiqué dans l'équation (88) [25].

$$C = C_0 + 20 \log(|\kappa|) \quad (88)$$

où

C_0 est le coefficient de couplage en dB défini par le rapport entre diamètre et longueur d'onde du trou;

κ est l'élément "hors diagonale" de la perméabilité tensorielle relative du spécimen de ferrite dans le trou de couplage.

L'équation (88) indique que l'intensité du signal obtenue à partir du montage d'essai est proportionnelle à la valeur absolue de l'élément "hors diagonale" de la perméabilité tensorielle relative, κ , de ferrite aimantée. La résonance est définie par l'intensité du champ magnétostatique et la fréquence pour rendre maximale la puissance transmise, et la relation entre la fréquence de résonance et le champ magnétique interne du spécimen est indiquée dans l'équation (89).

$$f_r = \frac{\gamma_{\text{eff}} H_i}{2\pi} \quad (89)$$

où

f_r est la fréquence de résonance;

γ_{eff} est le rapport gyromagnétique efficace;

H_i est le champ magnétique interne du spécimen.

La largeur de raie dans la fréquence, Δf , est définie comme la différence entre les deux fréquences f_1 et f_2 auxquelles la puissance transmise par le matériau en ferrite est la moitié de la transmission maximale, comme indiqué ci-dessous.

$$\Delta f = |f_1 - f_2| \quad (90)$$

L'élargissement de largeur de raie par la charge externe est inclus dans la largeur de raie. L'élargissement est ajusté à partir de la valeur maximale de la transmission comme cela est décrit en 12.3.3.5. La largeur de raie décrite dans la fréquence est convertie en largeur de raie conventionnelle dans l'intensité de champ magnétique en utilisant le rapport gyromagnétique, γ_{eff} . γ_{eff} est une constante pour définir la fréquence de résonance à partir du champ magnétique interne comme indiqué dans les équations (26) et (27) de l'Article 6. En considérant que le rapport gyromagnétique efficace γ_{eff} est indépendant de la forme du spécimen, il est calculé par deux conditions de résonance comme indiqué dans l'équation (91).

$$\gamma_{\text{eff}} = \frac{2\pi(f_{r1} - f_{r2})}{H_{r1} - H_{r2}} \quad (91)$$

où

f_{r1} et f_{r2} sont la première et la deuxième fréquence de résonance, respectivement;

H_{r1} et H_{r2} sont les intensités de champ magnétique respectives correspondant à la résonance.

La largeur de raie obtenue dans la fréquence, Δf , est convertie en largeur de raie conventionnelle dans l'intensité de champ magnétique, ΔH , en utilisant γ_{eff} . Les détails de la conversion sont également indiqués en 12.3.3.5.

12.3.3.2 Spécimens d'essai et montages d'essai

Les spécimens d'essai pour cette méthode peuvent être en forme de sphère ou de disque. Les dimensions d'un spécimen doivent être petites par rapport à la longueur d'onde dans le spécimen. Le champ magnétique faisant résonner le spécimen sphérique est inférieur à celui faisant résonner le spécimen en forme de disque. Toutefois, dans le spécimen sphérique, un élargissement de largeur de raie est observé en raison de l'aimantation à saturation insuffisante du spécimen et des pertes d'ondes de spin (voir Article 6). Pour les spécimens en

forme de disques, le rapport entre le diamètre et l'épaisseur doit être supérieur à 15. Bien qu'il convienne d'augmenter le champ magnétique, les ambiguïtés sur la largeur de raie qui apparaissent dans le spécimen sphérique deviennent moindres dans le spécimen en forme de disque formé comme cela est décrit ci-dessus. Pour les spécimens de largeur de raie relativement petite, les résultats de mesure dépendent fortement de l'état de la surface du spécimen. Il est recommandé d'appliquer une finition à la surface du spécimen en se référant à 6.4.

Par exemple, la Figure 35 représente la structure entière d'un montage d'essai pour évaluer la largeur de raie de la résonance entre 1 GHz et 10 GHz par transmission.

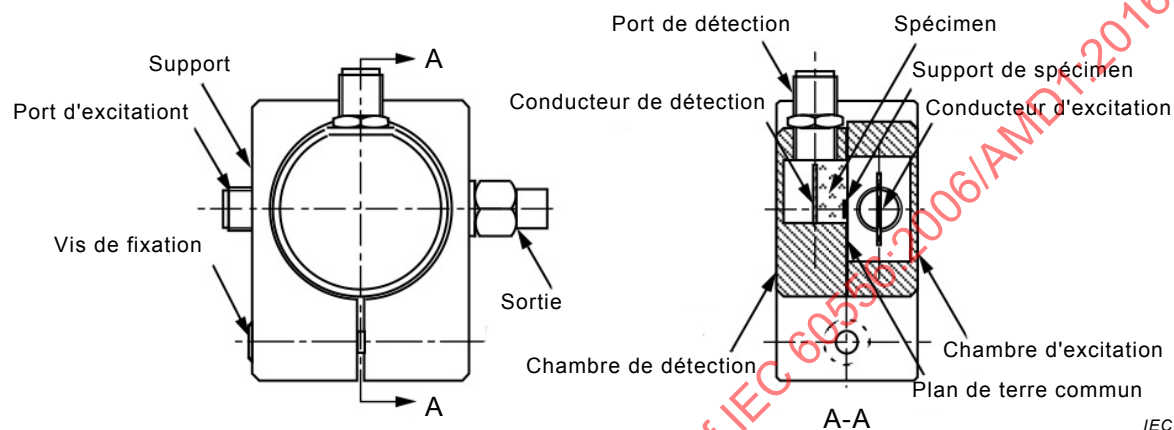


Figure 35 – Montage d'essai pour mesurer la largeur de raie de la résonance par transmission

Le montage d'essai est constitué d'une chambre d'excitation, d'une chambre de détection, d'un plan de terre avec un trou de couplage et d'un support pour maintenir à son minimum la transmission entre eux quand le champ magnétique n'est pas appliqué. La transmission sans champ magnétique est appelée l'isolation du montage d'essai. Un spécimen est collé sur un support d'échantillon placé dans la ligne de détection à installer au centre du trou de couplage.

Il convient que l'impédance caractéristique du montage d'essai soit identique à l'impédance de l'analyseur de réseau, à savoir 50Ω . Il est favorable d'ajuster l'impédance sur $50 \Omega \pm 2,5 \Omega$ pour la ligne de transmission du montage d'essai. Il convient que l'impédance caractéristique d'une transition entre un connecteur et une ligne de transmission soit ajustée sur $50 \Omega \pm 5 \Omega$. L'erreur causée par l'effet d'une longue ligne qui apparaît dans le câble connecté au montage d'essai et à l'appareil de mesure est réduite en diminuant l'onde stationnaire dans le câble. Il est essentiel d'ajuster l'isolation de 35 dB ou plus entre les ports d'entrée et de sortie du montage d'essai pour obtenir des résultats précis quand un spécimen est installé et aucun champ magnétique n'est appliqué. Un exemple de chambre d'excitation, de chambre de détection et de trou de couplage avec une grille de suppression de fuite de champ électrique est représenté à la Figure 36. Il a été confirmé que les exigences décrites ci-dessus étaient satisfaites quand le montage d'essai est assemblé comme représenté à la Figure 35. Un support de spécimen est un bloc de mousse de styrène expansible.



La largeur de raie mesurée inclut un élargissement de largeur de raie causé par la charge externe et il convient d'ajuster ceci. Cet ajustement (voir équation (101)), est effectué pour obtenir un couplage faible entre la charge et le spécimen. Il est favorable d'ajuster le coefficient de transmission maximal du montage d'essai à une valeur inférieure de -25 dB par rapport au niveau de référence, en excluant l'affaiblissement par la plage de contact. D'autre part, une petite crête de résonance est modulée par un signal provenant d'une fuite directe de la ligne d'entrée. La crête de résonance supérieure de 25 dB par rapport au niveau du signal de fond améliore la précision de l'évaluation. Les deux exigences relatives à la transmission décrites ci-dessus sont satisfaites en ajustant le volume du spécimen. En prenant en considération les conditions favorables décrites ci-dessus, la taille maximale du diamètre de l'échantillon est 80 % du diamètre du trou de couplage. Le rapport entre le diamètre et l'épaisseur doit être supérieur à 15.

La Figure 37 est une représentation schématique de l'équipement exigé pour la mesure.



La puissance RF du canal d'excitation d'un analyseur de réseau est délivrée au port d'excitation du montage d'essai et la puissance de sortie du port de détection du montage d'essai est envoyée au canal de réception de l'analyseur de réseau par une plage de contact. Un champ magnétostatique perpendiculaire au champ magnétique RF est appliqué au spécimen. Pour obtenir une stabilité favorable de la mesure, une alimentation stabilisée à courant constant est recommandée pour la source de puissance. Une sonde de détection de