

INTERNATIONAL STANDARD

NORME INTERNATIONALE

AMENDMENT 1 AMENDEMENT 1

Integrated circuits – Measurement of electromagnetic emissions, 150 kHz to 1 GHz –

Part 6: Measurement of conducted emissions – Magnetic probe method

**Circuits intégrés – Mesure des émissions électromagnétiques, 150 kHz à 1 GHz –
Partie 6: Mesure des émissions conduites – Méthode de la sonde magnétique**

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC 61967-6:2002/AMD1:2008



THIS PUBLICATION IS COPYRIGHT PROTECTED

Copyright © 2008 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 la CEI ou du Comité national de la CEI du pays du demandeur.

Si vous avez des questions sur le copyright de la CEI ou si vous désirez obtenir des droits supplémentaires sur cette publication, utilisez les coordonnées ci-après ou contactez le Comité national de la CEI de votre pays de résidence.

IEC Central Office
3, rue de Varembe
CH-1211 Geneva 20
Switzerland
Email: inmail@iec.ch
Web: 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.

- Catalogue of IEC publications: www.iec.ch/searchpub

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 It also gives information on projects, withdrawn and replaced publications.

- IEC Just Published: www.iec.ch/online_news/justpub

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

- Electropedia: www.electropedia.org

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

- Customer Service Centre: www.iec.ch/webstore/custserv

If you wish to give us your feedback on this publication or need further assistance, please visit the Customer Service Centre FAQ or contact us:

Email: csc@iec.ch

Tel.: +41 22 919 02 11

Fax: +41 22 919 03 00

A propos de la CEI

La Commission Electrotechnique Internationale (CEI) 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 CEI

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

- Catalogue des publications de la CEI: www.iec.ch/searchpub/cur_fut-f.htm

Le Catalogue en-ligne de la CEI vous permet d'effectuer des recherches en utilisant différents critères (numéro de référence, texte, comité d'études,...). Il donne aussi des informations sur les projets et les publications retirées ou remplacées.

- Just Published CEI: www.iec.ch/online_news/justpub

Restez informé sur les nouvelles publications de la CEI. Just Published détaille deux fois par mois les nouvelles publications parues. Disponible en-ligne et aussi par email.

- Electropedia: www.electropedia.org

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

- Service Clients: www.iec.ch/webstore/custserv/custserv_entry-f.htm

Si vous désirez nous donner des commentaires sur cette publication ou si vous avez des questions, visitez le FAQ du Service clients ou contactez-nous:

Email: csc@iec.ch

Tél.: +41 22 919 02 11

Fax: +41 22 919 03 00



IEC 61967-6

Edition 1.0 2008-03

INTERNATIONAL STANDARD

NORME INTERNATIONALE

AMENDMENT 1
AMENDEMENT 1

Integrated circuits – Measurement of electromagnetic emissions, 150 kHz to 1 GHz –

Part 6: Measurement of conducted emissions – Magnetic probe method

**Circuits intégrés – Mesure des émissions électromagnétiques, 150 kHz à 1 GHz –
Partie 6: Mesure des émissions conduites – Méthode de la sonde magnétique**

INTERNATIONAL
ELECTROTECHNICAL
COMMISSION

COMMISSION
ELECTROTECHNIQUE
INTERNATIONALE

PRICE CODE
CODE PRIX

R

ICS 31.200

ISBN 2-8318-9641-X

FOREWORD

This amendment has been prepared by subcommittee 47A: Integrated circuits, of IEC technical committee 47: Semiconductor devices.

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

FDIS	Report on voting
47A/781/FDIS	47A/784/RVD

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 maintenance result date indicated on the IEC web site 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.

Page 49

Add the following new Annex E:

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC 61967-6:2002/AMD1:2008

Annex E (informative)

Advanced magnetic probe

E.1 General

The miniature magnetic probe (advanced magnetic probe) has a high spatial resolution, and it enables accurate measurement of near magnetic fields of IC packages and dense PCBs. It should be made of a low temperature co-fired ceramics (LTCC) board and its detecting part (detecting loop) should be about 2 mm wide and 1 mm thick. The miniaturization may cause a decrease of probe sensitivity of magnetic field, due to the reduction of loop size. The details of probe design are shown in Figures E.1, E.2, E.3 and E.4. However, the lower sensitivity to magnetic field is compensated by the decrease of necessary gain, resulting from the possibility of placement of the new probe loop edge closer to the microstrip line than it was before.

E.2 Advanced magnetic probe fixture

The previous model of magnetic field probe is a shielded loop probe, made by using multilayer FR4-PCB. The loop part of the previous magnetic field probe cannot be made small enough to measure current at short trace on PCB. The new model is made by precise glass ceramic multi-layer board, enabling both compactness and high spatial resolution.

Figures E.1 and E.2 show an external view of the probe. The size of the magnetic detecting loop is reduced to 2 mm width x 1 mm thickness. The advanced magnetic probe should be a tri-plate strip line composed of a three-layer LTCC board. Recommended probe construction details are shown in Figures E.3, E.4, E.5, E.6, E.7 and E.8. In all figures, braces () indicate that the enclosed values are examples. Other dimensions shall be within tolerances described below. If the loop part does not fall within tolerance limits, measurement error will increase. A semi-rigid cable can be attached at the junction area which is shown as Figures E.1 and E.2. Junction for the connection should have characteristic impedance of 50 Ω up to 3 GHz. The connection construction which is shown in the figures is one example of connection between LTCC board and semi-rigid coaxial cable. Other constructions which provide good high-frequency connectivity are acceptable.

In Figures E.4, E.5, E.6 and E.7, the relative dielectric constant of the board material is 7,1, and the printed pattern on an LTCC board is formed with Ag-Pd paste. In these figures, finished dimensions of printed pattern of loop portion may have a tolerance rating of $\pm 2,5$ percent. Dimensions with braces also may have a tolerance rating of ± 10 percent. The conductors are 15 μm thick with a tolerance of $\pm 5 \mu\text{m}$. The insulators (dielectric) are 120 μm thick with a tolerance rating of ± 10 percent. The ground pads on the first layer and the fifth layer are coated with about 30 μm (thickness) of gold (Au) plating. Therefore the thickness of the ground pad may be increased, so as to solder the pads to conductor case. Unless otherwise specified, dimensions of printed pattern may have a tolerance rating of ± 10 percent.

Shielded loop structure is used for detecting part for magnetic field. This part shall be fabricated precisely using precise LTCC process. Figure E.3 shows the superimposed main pattern of the magnetic field detector made by using a 5-layer glass ceramic board. The second and forth layers are ground layers corresponding to the outer sheath of a coaxial cable; the third layer is the signal layer, equivalent to the core conductor. The loop and lead portion of the multilayer board of the new probe is symmetrical about the third layer except via and signal pattern. The strip line was designed to have a characteristic impedance of 50 Ω , in consideration of impedance matching with the measurement system. The end of the signal line is passed through a via-hole and connected to ground.

The previous probe has apertures in the sides of the tri-plate strip line (lead portion), but both sides of the ground pattern on the second layer are connected to the fourth layer by via-hole as shown in Figure E.3. The via-hole shall be formed with a pitch of 0,25 mm or less. The loop serving as the magnetic field detector is a rectangle 0,2 mm x 1 mm, and the spatial resolution can be raised to 250 μm (typical) at the 6 dB degrading point. If the target of measurement is a straight trace such as a microstrip line, the current calibration coefficient can be used to convert measured magnetic field over a trace into current. About the pattern on each layer of the LTCC board, the amount of deviation from perfect alignment shall be within 10 μm . The performance of the probe will decrease when the alignment error increases, because the characteristic impedance of the strip line of the probe deviates from 50 Ω . Taking screening test by x-rays, nonconforming items where the alignment error exceeds 10 μm shall be rejected. Furthermore, the front end face of the LTCC board shall be precisely cut and polished flat.

The ground pads on the first layer and the fifth layer are shown in Figures E.4 and E.7. The pad of the first layer is connected to the second layer by via-holes and the pad of the fifth layer is connected to the fourth layer by enough number of vias, respectively. The ground pad on the fifth layer is extended, when compared to that on the first layer. As shown in Figures E.5 to E.6, the trace width is tapered down to a narrow trace. As shown in Figures E.4 and E.7, the ground patterns are also tapered, because the second and fourth layer patterns are tapered. Figure E.8 shows the configuration for connection of the LTCC board and the semi-rigid coaxial cable. The joint construction consists of conductor case, step part of LTCC board and semi-rigid coaxial cable. As shown in Figure E.8, the central conductor of the semi-rigid coaxial cable is connected to the signal pad on the third layer of the LTCC board by solder. LTCC board has a step, so the signal pattern on the third layer is exposed. The central conductor of the semi-rigid cable can be mounted on signal pattern in parallel with signal pattern. The outer conductor of the semi-rigid coaxial cable is contacted with the rear edge of the LTCC board. Further, the conductor case (Cu) is connected to the ground pads on the first and the fifth layers by solder so as to cover and surround a joint part of the central conductor. The conductor case shall be connected to the outer conductor by solder. Here, the ground pad, the outer conductor and the conductor case may preferably be solder-connected to one another without any clearance. The shield performance of the joint section is enhanced by the conductor case, so that electromagnetic interference of a sensor output signal with an outcoming noise or another wiring signal can be suppressed. The characteristic impedance of joint section including conductor case shall be designed by adjusting the dimensions of the signal pads and the conductor case, a reflection loss due to impedance mismatching is suppressed so that a high-frequency signal transmission characteristic can be made satisfactory.

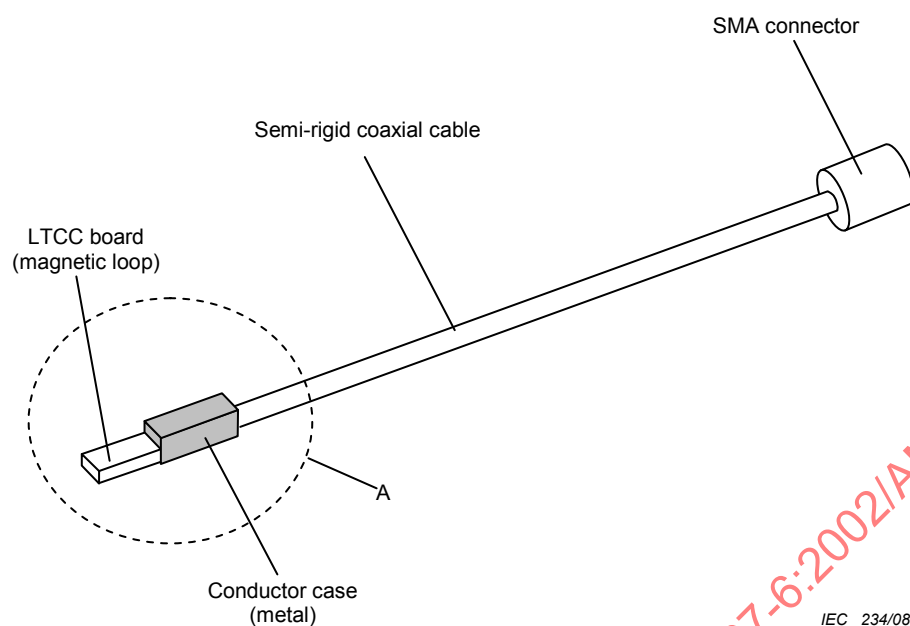
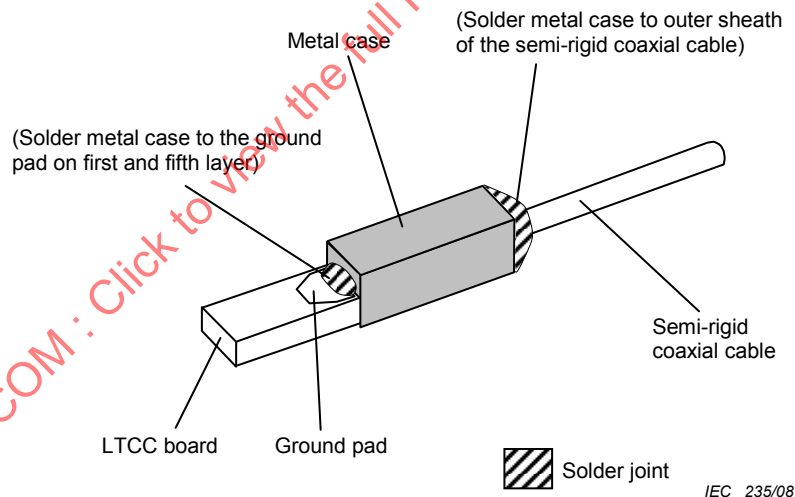


Figure E.1 – Illustration of the assembled advanced magnetic probe



**Figure E.2 – Enlarged view of part A of Figure E.1
(an example of connection construction)**

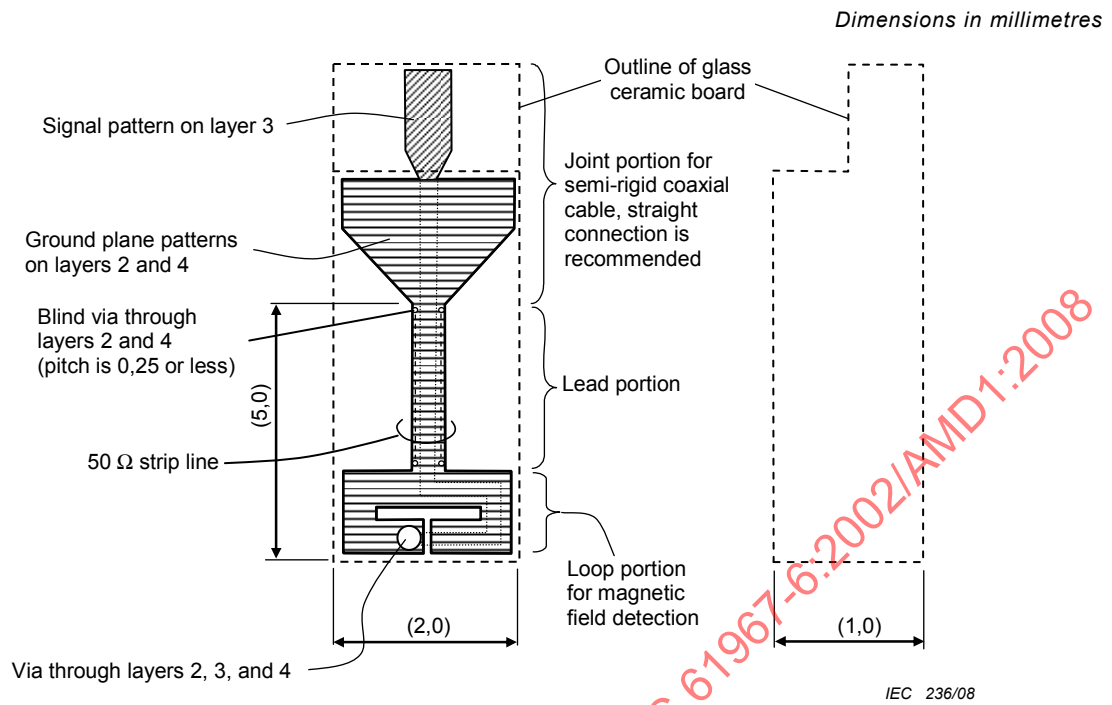


Figure E.3 – Main pattern (layer 2 to 4) of advanced magnetic probe

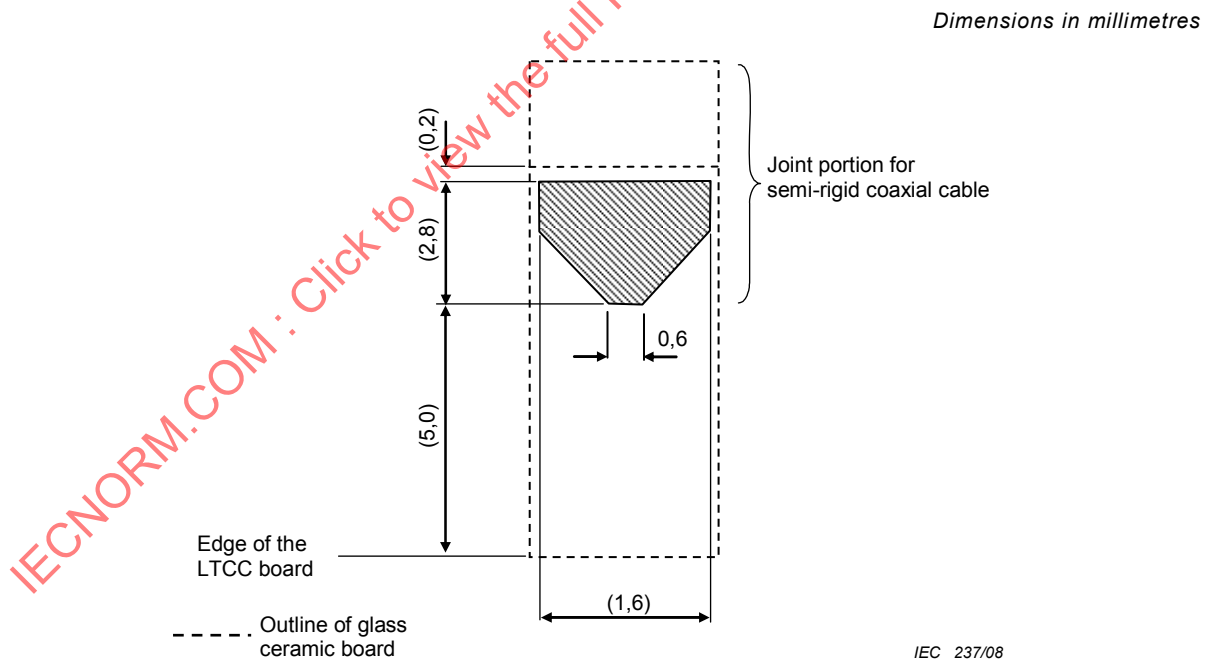


Figure E.4 – Layer 1 (ground pattern) of advanced magnetic probe

Dimensions in millimetres

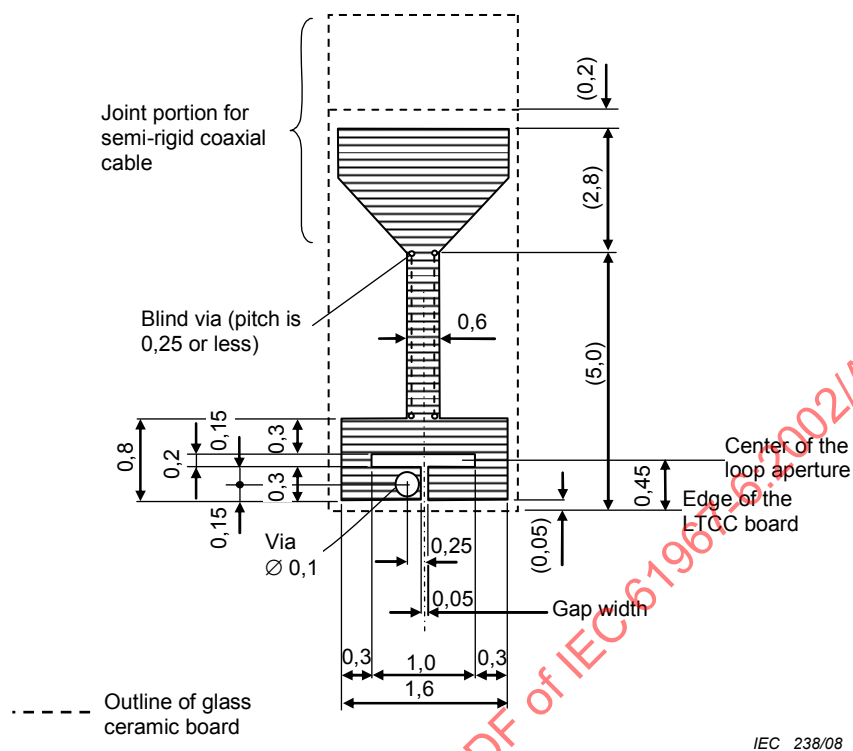


Figure E.5 – Layer 2 and 4 (ground pattern) of advanced magnetic probe

Dimensions in millimetres

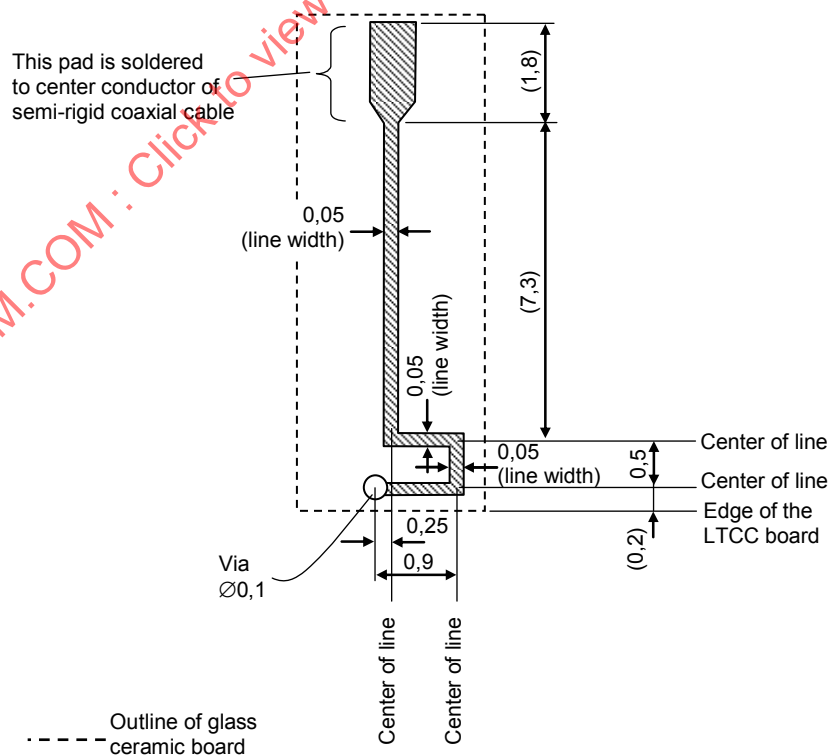


Figure E.6 – Layer 3 (signal pattern) of advanced magnetic probe

Dimensions in millimetres

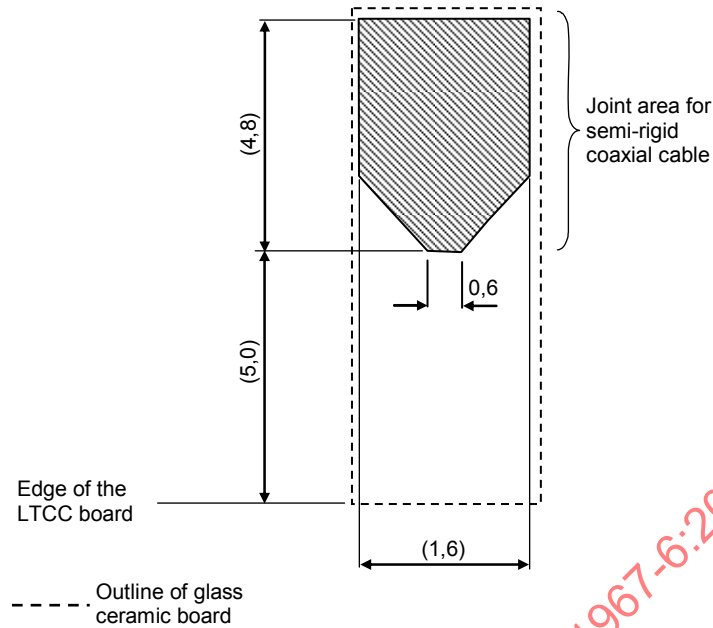
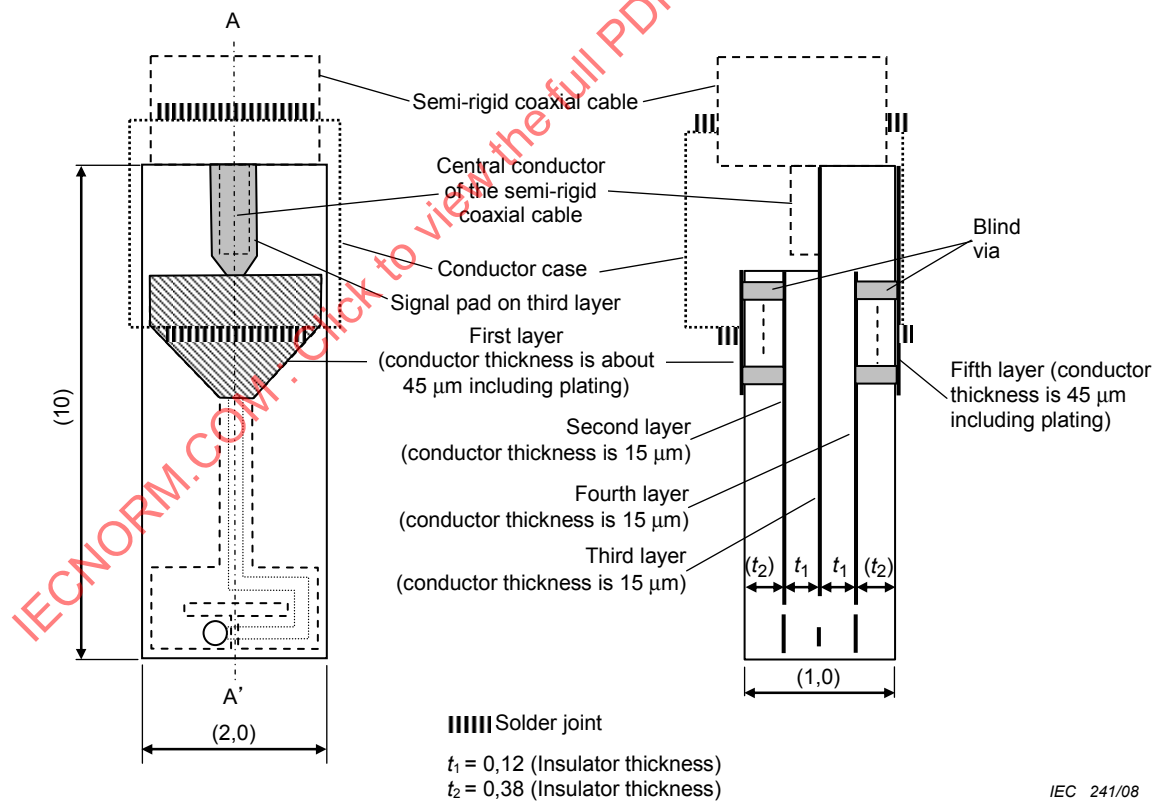


Figure E.7 – Layer 5 (ground pattern) of advanced magnetic probe

Dimensions in millimetres



(a) Top view

(b) Section A-A'

Figure E.8 – Construction of advanced magnetic probe

The output voltage of the magnetic probe (V_p) depends on the distance (D_m) between the loop center and the surface of the strip conductor under measurement. In Figure E.9, the strip conductor width is 1,0 mm, when the insulator thickness of the test board is 0,6 mm. The characteristic impedance is $50 \Omega \pm 5 \Omega$. The thickness of copper film (strip conductor) shall be standardized. The film could be standardized to a thickness between $18 \mu\text{m}$ to $35 \mu\text{m}$, while $35 \mu\text{m}$ is recommended. As shown in Figure E.10, the loop center is defined as the rectangular aperture of the ground patterns on the second layer and the fourth layer. This makes it very critical to maintain a $0,47 \text{ mm}$ ($470 \mu\text{m}$) $\pm 20 \mu\text{m}$ distance between the strip conductor and the center of the aperture of loop during the measurement. Therefore, a probe spacing fixture should be used to maintain $0,07 \text{ mm}$ spacing between the bottom of the rectangular loop portion of the probe and the probe tip. The value of D_m is $0,47 \text{ mm}$.

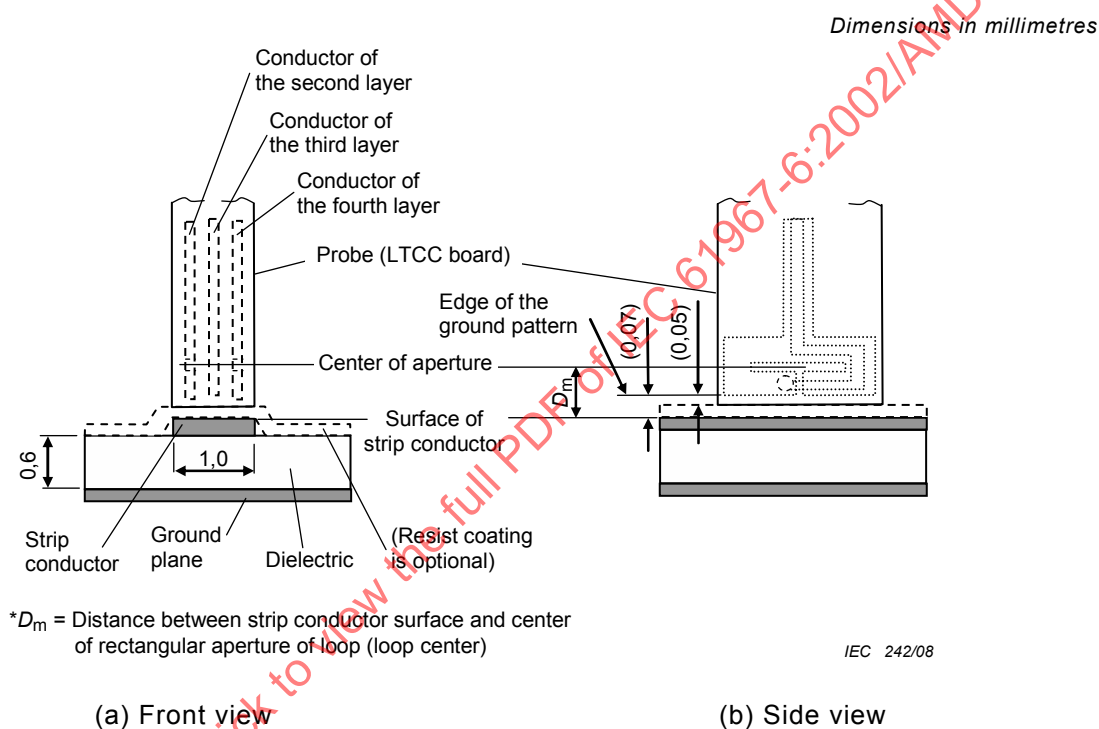


Figure E.9 – Measurement set-up

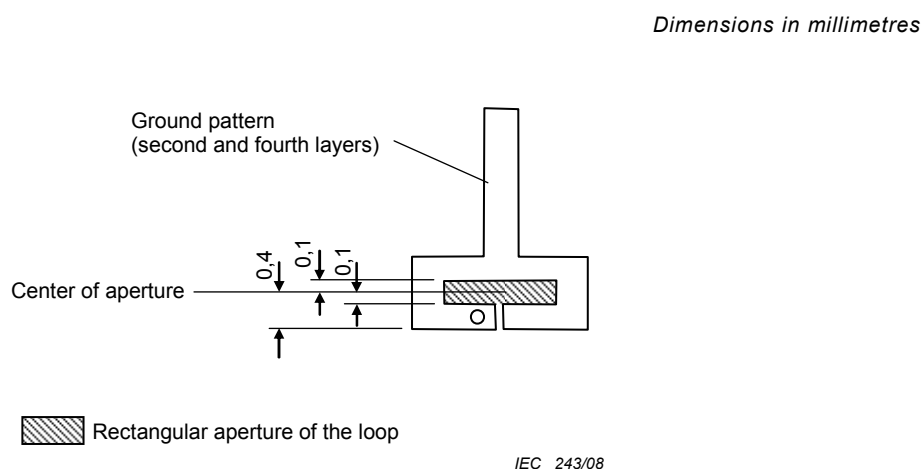


Figure E.10 – Definition of loop center

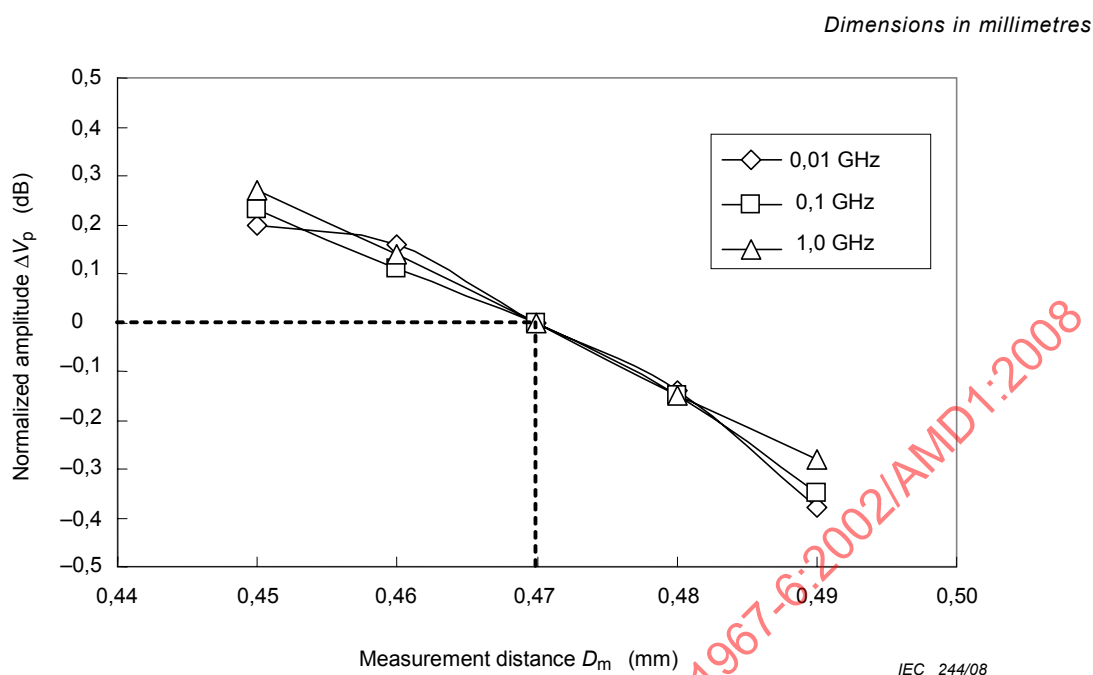


Figure E.11 – Error graph of the measured voltage versus measurement distance

E.3 Spatial resolution of magnetic probe

The set-up for measuring of the magnetic field distribution across a microstrip line is shown in Figure E.12. As seen in Figure E.13, it achieves high spatial resolutions. The spatial resolution is 0,7 mm (–6 dB drop point), measured at $D_m = 0,47$ mm and $f = 1$ GHz. Therefore, the magnetic field from an adjacent trace has little influence and can be neglected when the probe is placed at the centre of the strip conductor. The test board is the same as that in Figure E.9.

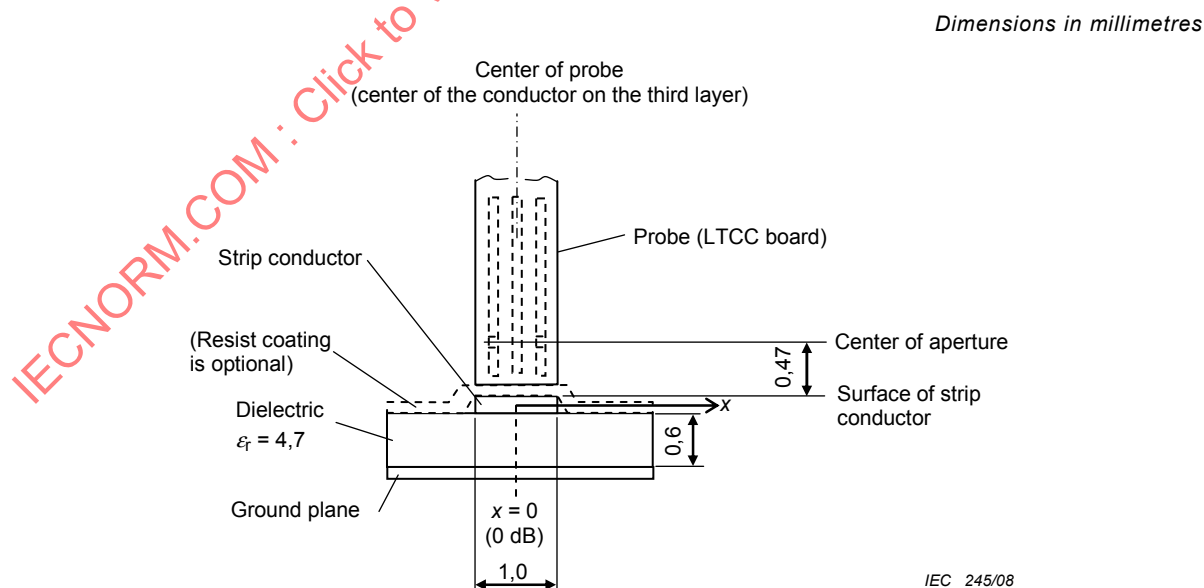
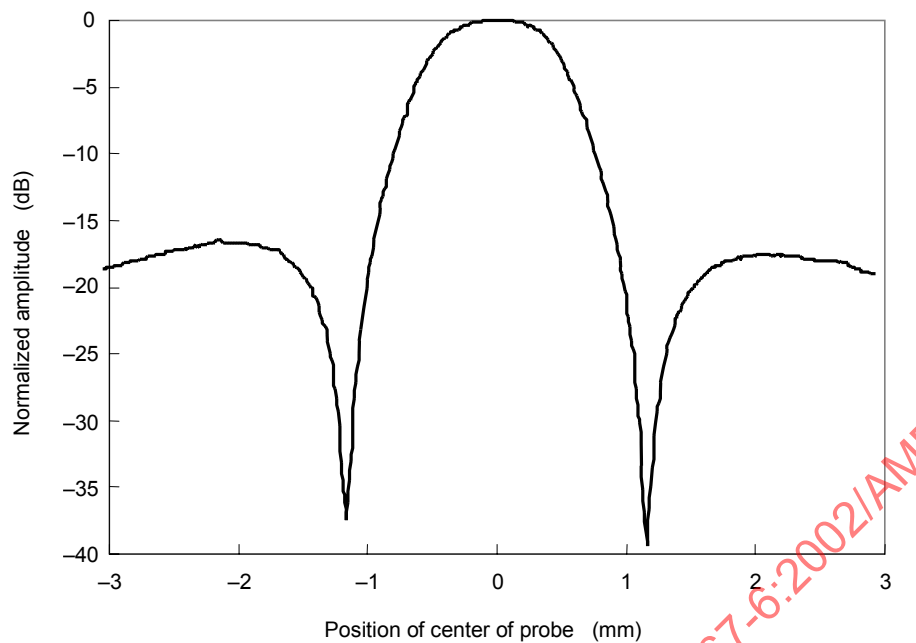


Figure E.12 – Set-up for measuring magnetic field distribution

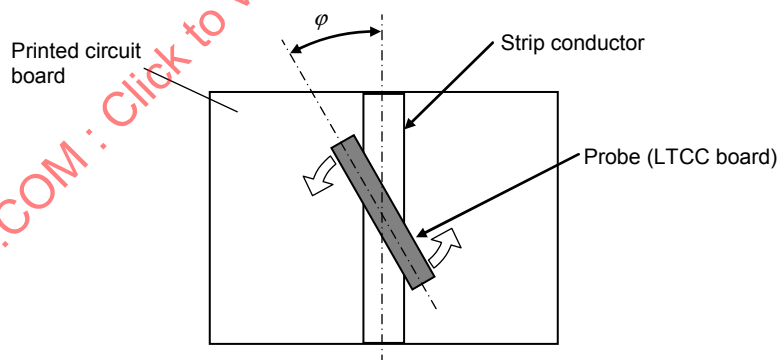


IEC 246/08

Figure E.13 – Magnetic field distribution across microstrip line (1 GHz)

E.4 Angle pattern of probe placement

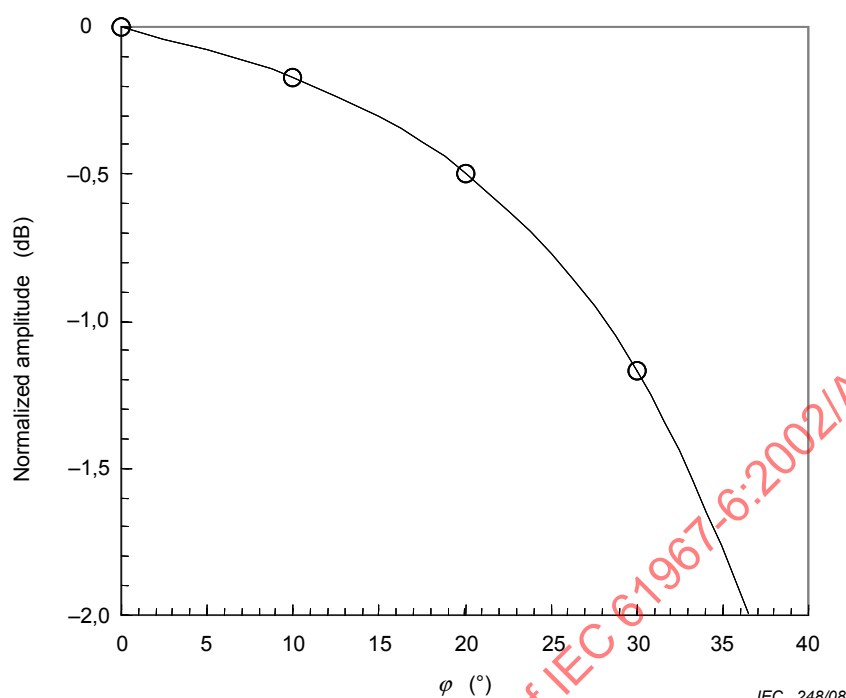
The set-up for measuring a magnetic probe placement angle (φ) with respect to the direction of a microstrip line is shown in Figure E.14.



IEC 247/08

Figure E.14 – Set-up for measuring an angle pattern of probe placement

The output voltage of the magnetic probe (V_p) slightly depends on the probe placement angle (φ) to the direction of a microstrip line under measurement as seen in the following Figure E.15. The microstrip line is the same as that shown in Figure E.9. The distance between the strip conductor and the loop center (D_m) is 0,47 mm.



**Figure E.15 – Probe output amplitude as function of angle ϕ
(D_m is 0,47 mm)**

E.5 Calibration factor

The magnetic probe shall be placed at a distance above the surface of the line under test on the test board described in Figure E.9. The output voltage of the magnetic probe (V_p) is measured by a spectrum analyzer or a measuring receiver as described in IEC 61967-1. RF current (I_{dB}) is calculated from the measured value of V_p as corrected by the calibration factor of the magnetic probe (C_f) and the transfer constant (C_h) by equation (E.1) for a typical example of the test board as described in Annex B.

$$I_{dB} = V_{p_dB} + C_{f_dB} - C_{h_dB} \quad (\text{dB A}) \quad (\text{E.1})$$

where

V_{p_dB} V_p value in dB (dB V),

C_{f_dB} C_f value in dB (dB S/m),

C_{h_dB} C_h value in dB (dB 1/m).

One method to obtain I_{dB} is to determine C_{f_dB} and C_{h_dB} individually. C_{f_dB} can be measured by the microstrip line method under appropriate condition and C_{h_dB} is calculated in Annex B. As led from equation (B.6), transfer function C_h is calculated from the ratio of the x-component of magnetic field H_x to the current I of the microstrip line. In this case, the line current model shown in Figure E.16(a) is used for the calculation of H_x in Annex B, because the distance (D_m) is large enough as shown in equation (B.6). However, for the advanced magnetic probe, the x-component of average magnetic field in the loop area H_{x-ave} shall be calculated from the distributed current model on the strip conductor of a microstrip line shown in Figure E.16(b), because the measurement distance is closer compared to the line current model shown in Figure E.16(a). The current model which is shown in Figure E.16(b) is the real distributed current model on strip conductor (see bibliography [2-3]). If it is difficult to determine the magnitude of current density distribution, the approximated uniform current model can be used for calculating H_{x-ave} , because of simplification of calculation (see bibliography [4]).

H_{x-ave} is given as

$$H_{x-ave} = \left| \frac{1}{S_{eq}} \sum_{k=1}^N \int_{S_{eq}} [H_{+x}(i_k) + H_{-x}(-i_k)] dS \right| \quad (A/m) \quad (E.2)$$

where $H_x(i_k)$ and $H_x(-i_k)$ are x-components of the magnetic field at segment k calculated by the distributed current of strip conductor i_k and image current $-i_k$. S_{eq} is the equivalent loop area. ($\sum i_k$) is equal to the total current I . The transfer constant from the distributed current model ($C_{h_distributed}$) is calculated from the ratio of H_{x-ave} to current I as described in Annex B. Equation (E.1) is rewritten as equation (E.3) by replacing C_h with $C_{h_distributed}$.

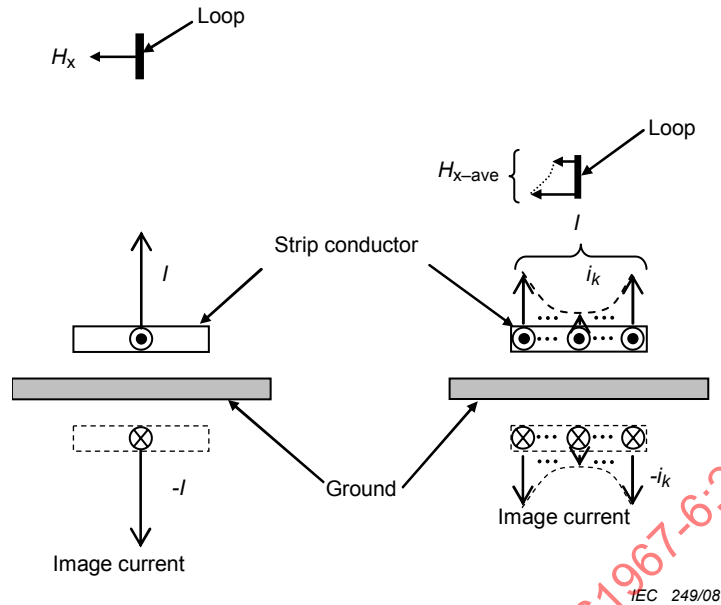
$$I_{dB} = V_{p_dB} + (C_{f_dB} - C_{h_distributed_dB}) \quad (dB \ A) \quad (E.3)$$

where

- V_{p_dB} is the voltage across the impedance in dB (dB V),
- C_{f_dB} is the calibration factor for the magnetic field in dB (dB S/m),
- $C_{h_distributed_dB}$ is the transfer constant from distributed current model in dB (dB 1/m).

Experimental results from the distributed current model are described in bibliography [2-5]. It should be effective for obtaining $C_{h_distributed_dB}$ by calculation.

H_{x-ave} varies when the dimension of the PCB varies. The worst case estimation (10 % deviation of dimensions of insulator thickness (h), resist thickness (t_r), line width (W) and conductor thickness (t_s)) is 0,89 dB and is accurate enough for this measurement.

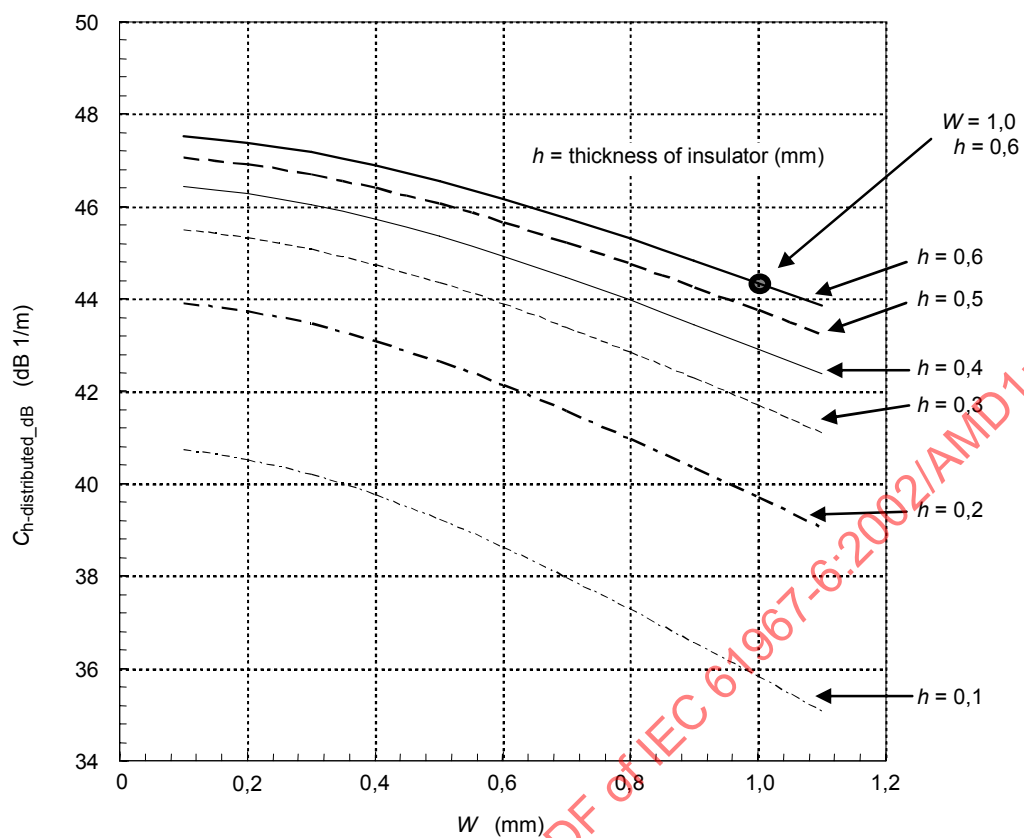


(a) Line current model where current is concentrated at centre of strip conductor

(b) Distributed current model considering edge effect

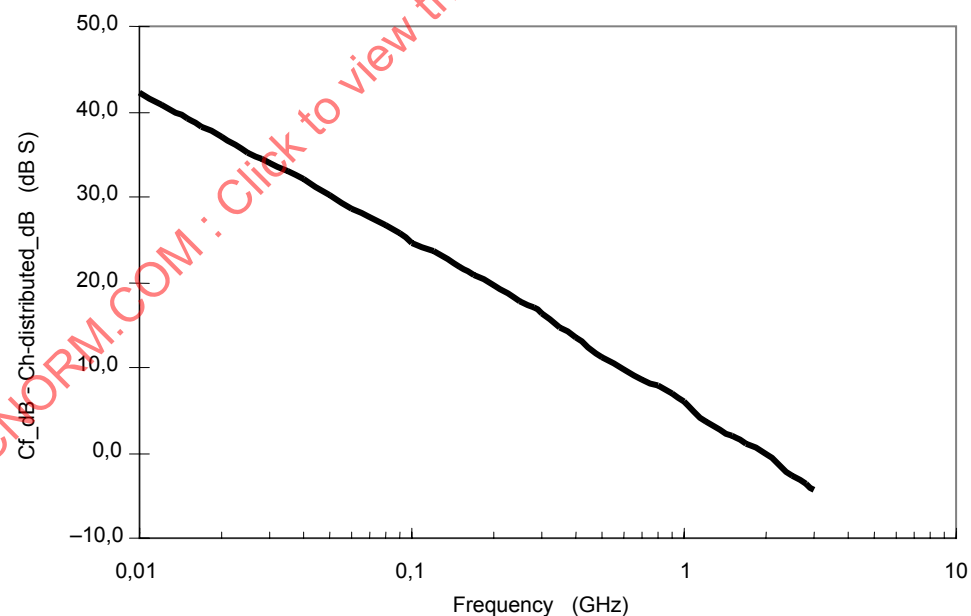
Figure E.16 – Current models of strip conductor of microstrip line

In equation (E.3), it is not necessary to obtain $C_{h-distributed_dB}$ separately by the complicated calculation described above, because the calibration objective is not to obtain the intermediate parameter. It is practicable to obtain the current I directly without calculation from equation (E.2). $(C_{f_dB} - C_{h-distributed_dB})$ depends only on the parameters of the microstrip line under the conditions in Figure E.9, because the measurement distance is constant ($D_m = 0,47$ mm). Method for seeking $(C_{f_dB} - C_{h-distributed_dB})$ by measurement is described in Clause E.6.



IEC 250/08

Figure E.17 – Calibration factor for different board parameters



IEC 251/08

Figure E.18 – Example of measured ($C_{f_dB} - C_{h\text{-distributed_dB}}$) at microstrip line under the same condition ($W=1.0$ mm, $h=0.6$ mm) as shown in Figure E.9

Figure E.17 shows the calculated $C_{h\text{-distributed_dB}}$ when the thickness of dielectric (h) and the width of strip conductor (W) are varied. It is obtained using the procedure for calculating the ratio of $H_{x\text{-ave}}$ to current I . In this case, the measurement distance (D_m) equals 0,47 mm. When a microstrip line whose dimensions are different from those in Figure E.17 is used, the calibration factor ($C_{f_dB} - C_{h\text{-distributed_dB}}$) for the corresponding (W, h) shall be used. However, it is not efficient to repeat calibration using the procedure described in E.6. With a test board having different thickness of dielectric (h) and width of strip conductor (W), the value of current can be calculated with transfer constants $C_{h\text{-distributed_dB}}(W_{\text{cal}}, h_{\text{cal}})$ and $C_{h\text{-distributed_dB}}(W, h)$ by the following equations. $C_{h\text{-distributed_dB}}(W_{\text{cal}}, h_{\text{cal}})$ and $C_{h\text{-distributed_dB}}(W, h)$ can be read in Figure E.17. Current of non-50 Ω line is also obtained using the following equations.

$$I_{\text{dB}} = V_{p_dB} + (C_{f_dB} - C_{h\text{-distributed_dB}}(W_{\text{cal}}, h_{\text{cal}})) + \Delta C_h \quad (\text{dB A}) \quad (\text{E.4})$$

$$\Delta C_h = C_{h\text{-distributed_dB}}(W_{\text{cal}}, h_{\text{cal}}) - C_{h\text{-distributed_dB}}(W, h) \quad (\text{E.5})$$

E.6 Calibration for probe and microstrip line

E.6.1 General

The magnetic probe used for the measurement shall be calibrated in accordance with the procedures described below. The calibration factor ($C_{h\text{-distributed_dB}} - C_{f_dB}$) can be obtained by using the microstrip line method, which has the advantage in that the probe can be calibrated under the normal operating conditions for the magnetic probe method.

The probe calibration for a reference microstrip line on a PCB is shown in Figure E.14. This calibration can be performed with the same measurement set-up as a normal IC emission measurement on a test board except for the measurement distance. This requires an accurate space placement of the probe that definitely minimizes measuring errors and assures a highly repeatable emission measurement.

E.6.2 Pre-amplifier

Use a pre-amplifier as specified in IEC 61967-1, if necessary.

E.6.3 Spectrum analyzer setup

Use manufacturer's recommended procedures for calibration of the spectrum analyzer. Set attenuation at an appropriate level and video bandwidth at a minimum of three times the resolution bandwidth to prevent video averaging of the signal.

E.6.4 Microstrip line

Use microstrip line structure to calibrate the probe; an example is shown in Figure E.20. The characteristic impedance shall be $50 \Omega \pm 5 \Omega$. In that case, the strip conductor width (W) is 1,0 mm, when the insulator thickness (h) of the microstrip board is 0,6 mm. The ground plane width (W_g) of the microstrip line should be wide enough (for example 50 mm). The microstrip line should be long enough to reduce the effect of connectors at both edges (for example 50 mm), and should have a sufficiently high frequency performance. In order to check the characteristic impedance, RF measurement equipment such as a network analyzer or a TDR oscilloscope should be used.

NOTE The power required to obtain a sufficient signal to noise (S/N) ratio may be determined in advance over frequency range of interest.

Dimensions in millimetres

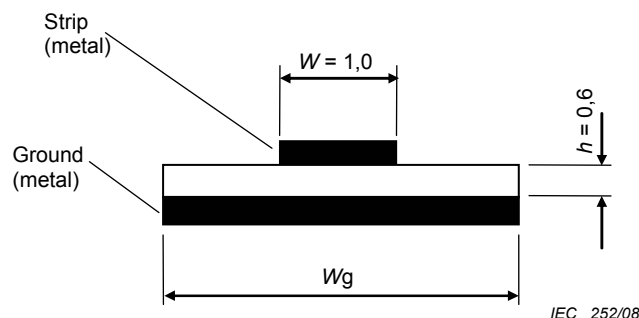


Figure E.19 – Cross-sectional view of a microstrip line for calibration (example)

E.6.5 Calibration

- Measure the gain or loss of the test setup. Include the pre-amplifier in this measurement, if used.
- Place the probe over the microstrip line so that the plane of the loop is perpendicular to the ground plane and parallel to the longitudinal axis of the microstrip line. The centre of the probe shall be located within $\pm 0,2$ mm distance from the centre of the microstrip line, or search for the position where the probe output voltage reaches a peak. The face angle of the probe shall be within a 5 degree deviation from the axis of the microstrip line. The distance from the microstrip line surface to the loop center shall be kept within $0,47$ mm ± 20 μ m. These restrictions on the probe placement shall be maintained to obtain calibration factors as accurately as possible. The maximum error for calibration factors under these restrictions is estimated to be within $\pm 1,6$ dB.

Sensitivity deviations of the probes with the dimensions specified in this document are regarded as less than $\pm 1,0$ dB. Further information about the dependency on these placement factors is shown in E.2, E.3 and E.4.

- Connect a signal generator to one end of the microstrip line while placing a $50\ \Omega$ termination to the other end. Also, connect the cable from the magnetic probe connector to a spectrum analyzer as shown in Figure E.20.
- Establish a field excitation around the reference microstrip line by the signal generator at one frequency within the frequency band of interest, and record the level of the RF signal induced in the probe as measured with the spectrum analyzer.
- Repeat the procedure above at other frequencies over the frequency range. This data can be used to plot a calibration curve for the probe under test.
- The calibration factor ($C_{h\text{-distributed_dB}} - C_{f_dB}$) can be calculated by the following equation (E.6).

$$C_{f_dB} - C_{h\text{-distributed_dB}} = V_{s_dB} - V_{p_dB} - 20\log 50 \text{ (dB S)} \quad (\text{E.6})$$

where

C_{f_dB}	is the calibration factor for the magnetic field (dB S/m),
V_{p_dB}	is the output voltage of the magnetic probe (dB V),
V_{s_dB}	is the output voltage of the signal generator (dB V).
$C_{h\text{-distributed}}$	is the transfer constant calculated from distributed current model in dB (dB 1/m).

NOTE The transmission loss of the microstrip line should be half the overall loss when the magnetic probe is placed at the centre of the microstrip line.

Dimensions in millimetres

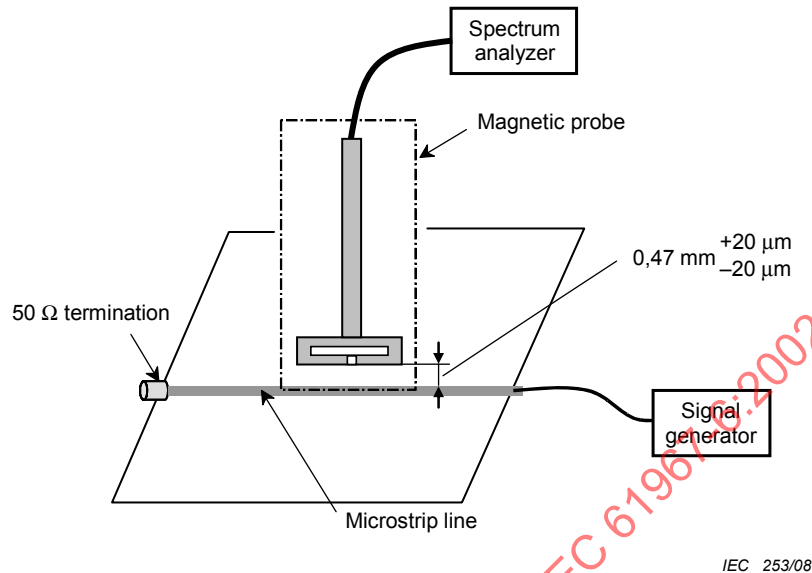


Figure E.20 – Measurement set-up for probe calibration

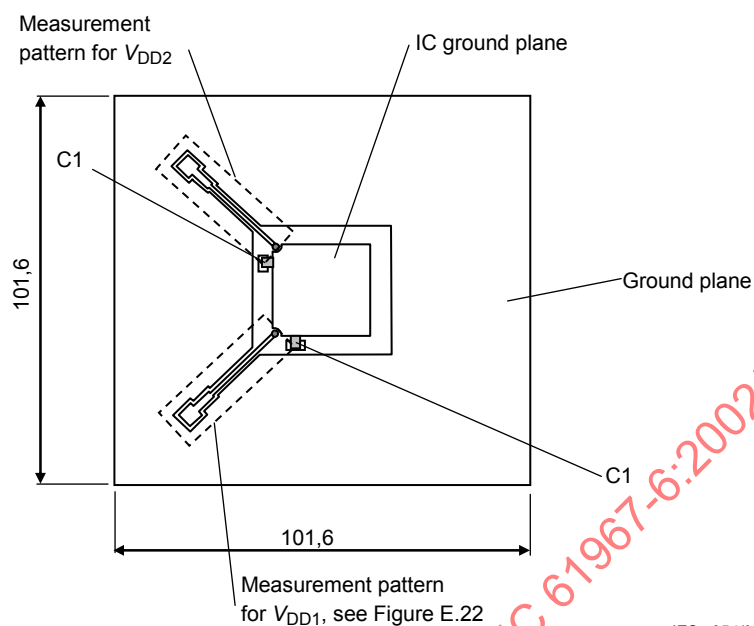
E.7 Test board

The test set-up requirements are described in IEC 61967-1.

The measurement set-up and circuit schematic of the magnetic probe measurement method are described in Clause 7 of IEC 61967-6.

As described in Clause 7, the standardized IC test board shall be used. However, the IC test board can be modified for the advanced magnetic probe, because the width of the probe is reduced. An example of basic design of IC test board is shown in Figures E.21 and E.22. The measurement line for V_{DD} and ground plane are designed on the bottom layer. The extracted measurement line for V_{DD} of the IC test board is shown in Figure E.22. Basic design of the measurement line is the same as that which is shown in Figure 9. The gap between the measurement line and the ground plane is 2 mm. However, the gap shall be adjusted to the size of the decoupling capacitors. If the length between both electrodes of a decoupling capacitor is wide, the gap between the measurement line and the ground plane shall be widened in the mounting area. The width of the line should be adjusted to the size of decoupling capacitors, too. Vias through ground planes are placed with a pitch of about 1 mm. The length of the measurement line can be reduced to 3 mm according to the miniaturization of the magnetic probe. For detailed information on layer arrangement, layer thickness, decoupling capacitors, I/O pin loading and other detail design of the IC test board, reference should be made to the Figures 5, 6 and 10.

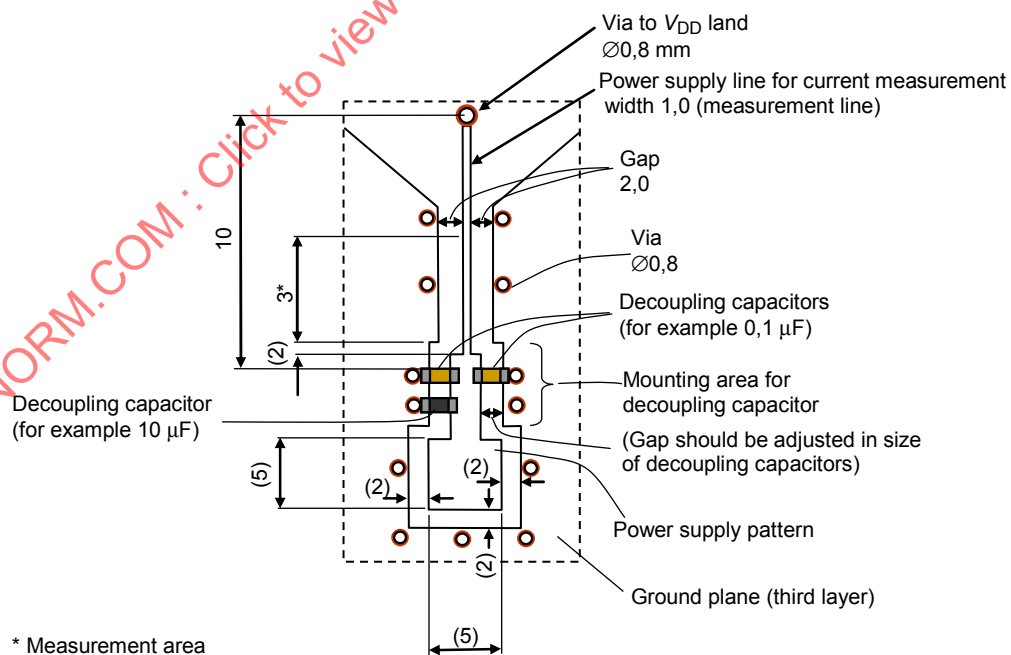
Dimensions in millimetres



IEC 254/08

Figure E.21 – Example of IC test board – Bottom layer

Dimensions in millimetres



IEC 255/08

Figure E.22 – Example of measurement pattern of V_{DD1}

Bibliography

- [1] Norio MASUDA, Naoya TAMAKI, Takeshi WATANBE and Kazuyoshi ISHIZAKA: "A Miniature High-Performance Magnetic-Field Probe for Measuring High-Frequency Currents," NEC Res. & Develop., Vol.42, No.2, pp.246-250, April, 2001.
- [2] Naoya Tamaki, Norio Masuda, Toshihide Kuriyama, Jin-Ching Bu, Masahiro Yamaguchi, and Ken-Ichi Arai: "A Miniature Thin-Film Shielded –Loop Probe with a Flip-Chip Bonding for Magnetic Near Field Measurements," Electronics and Communication in Japan, Part 2, Vol.88, No.4, pp. 37- 45, 2005.
- [3] N. ANDO, N. MASUDA, T. KURIYAMA, M. Saito, S. Saito, K. Kato, K. Ohashi, and M. Yamaguchi: "Development of miniaturized thin-film magnetic field probes for on-chip measurement," J. Magn. Soc. Jpn., 30, 429-434 (2006).
- [4] Toshiki SHIMASAKI, Katsuji KOBAYASHI, Norio MASUDA and Naoya TAMAKI: "Development of measurement method of high-frequency current for the wide microstrip line", Proceedings of JIEP Annual Meeting, Vol.18, pp.227-228, Japan Institute of Electronics Packaging, Mar., 2004.
- [5] Norio MASUDA, Naoya TAMAKI, Jin Chin BU, Masahiro YAMAGUCHI and Ken-Ichi ARAI : "High Frequency Magnetic Near field Measurement on LSI chip using Planar Multi-layer Shielded Loop Coil," 2003 IEEE Symposium on Electromagnetic Compatibility, pp.80-85, Aug., 2003.

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC 61967-6:2002/AMD1:2008

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC 61967-6:2002/AMD1:2008

AVANT-PROPOS

Le présent amendement a été établi par le sous-comité 47A:Circuits intégrés, du comité d'études 47 de la CEI: Dispositifs à semiconducteurs.

Le texte de cet amendement est issu des documents suivants:

FDIS	Rapport de vote
47A/781/FDIS	47A/784/RVD

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 maintenance indiquée sur le site web de la CEI 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.

Page 48

Ajouter la nouvelle Annexe E suivante:

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC 61967-6:2003/AMD1:2008

Annexe E **(informative)**

Sonde magnétique améliorée

E.1 Généralités

La sonde magnétique miniature (sonde magnétique améliorée) comporte une résolution spatiale élevée, et elle permet une mesure précise des champs magnétiques proches des boîtiers CI et des cartes de circuit imprimé denses. Elle doit être constituée d'une carte en céramique coccuite à basse température (LTCC, «low temperature co-fired ceramics») et il convient que sa partie de détection (boucle de détection) soit d'environ 2 mm de large et de 1 mm d'épaisseur. La miniaturisation peut provoquer une diminution de la sensibilité de la sonde de champ magnétique du fait de la réduction de la taille de la boucle. Les détails de la conception de la sonde sont illustrés aux Figures E.1, E.2, E.3 et E.4. Cependant, la sensibilité plus faible au champ magnétique est compensée par la diminution du gain nécessaire, résultant de la possibilité du placement du bord de la boucle de la nouvelle sonde plus proche de la ligne à microruban qu'il ne l'était auparavant.

E.2 Fixation de la sonde magnétique améliorée

Le modèle précédent de sonde de champ magnétique est une sonde à boucle écrantée, réalisée au moyen d'une carte de circuit imprimé multicouche en FR4. La partie boucle de la sonde de champ magnétique ne peut être rendue suffisamment petite pour mesurer le courant au niveau d'une piste courte sur la carte de circuit imprimé. Le nouveau modèle est constitué par une carte multicouche en verre céramique précise, permettant à la fois la compacité et une résolution spatiale élevée.

Les Figures E.1 et E.2 illustrent une vue extérieure de la sonde. La taille de la boucle de détection magnétique est réduite à 2 mm de largeur x 1 mm d'épaisseur. Il convient que la sonde magnétique améliorée soit une ligne triplaque composée d'une carte à trois couches en céramique coccuite à basse température (LTCC). Les détails de la construction de la sonde recommandés sont illustrés aux Figures E.3, E.4, E.5, E.6, E.7 et E.8. Dans toutes les figures, les parenthèses () indiquent que les valeurs contenues sont des exemples. Les autres dimensions doivent respecter les tolérances décrites ci-dessous. Si la partie boucle ne s'inscrit pas dans les limites de tolérance, l'erreur de mesure augmentera. Un câble semi-rigide peut être fixé à la zone de jonction, ce qui est illustré aux Figures E.1 et E.2. Il convient que la jonction pour la connexion comporte une impédance caractéristique de 50 Ω jusqu'à 3 GHz. La construction de la connexion représentée dans les figures constitue un exemple de connexion entre la carte LTCC et le câble coaxial semi-rigide. D'autres constructions qui fournissent une bonne connectivité à haute fréquence sont acceptables.

Dans les Figures E.4, E.5, E.6 et E.7, la constante diélectrique relative du matériau de carte est 7,1, et la piste imprimée sur la carte LTCC est constituée de pâte à base de Ag-Pd. Dans ces figures, les dimensions finies de la forme de piste imprimée de la portion de boucle peuvent avoir une caractéristique de tolérance de $\pm 2,5$ pourcent. Les dimensions entre parenthèses peuvent également avoir une caractéristique de tolérance de ± 10 pourcent. Les conducteurs ont une épaisseur de 15 μm avec une tolérance de $\pm 5 \mu\text{m}$. Les isolants (diélectriques) ont une épaisseur de 120 μm avec une caractéristique de tolérance de ± 10 pourcent. Les pastilles de masse sur la première couche et la cinquième couche sont revêtues d'environ 30 μm (d'épaisseur) d'un placage d'or (Au). De ce fait, l'épaisseur de la pastille de masse peut être augmentée, de manière à souder les pastilles au boîtier conducteur. Sauf spécification contraire, les dimensions des pistes imprimées peuvent avoir une tolérance de ± 10 pourcent.

La structure de boucle écrantée est utilisée pour la partie détection concernant le champ magnétique. Cette partie doit être fabriquée avec précision en utilisant le procédé LTCC. La Figure E.3 illustre la forme principale superposée du détecteur de champ magnétique réalisé en utilisant une carte à 5 couches en verre céramique. Les seconde et quatrième couches sont des couches de masse correspondant à la gaine extérieure d'un câble coaxial; la troisième couche est la couche pour signaux, équivalente au conducteur central. La portion de boucle et de sortie de la carte multicouche de la nouvelle sonde est symétrique autour de la troisième couche, à l'exception du trou de liaison et de la piste pour le signal. La ligne triplaque a été conçue pour avoir une impédance caractéristique de 50Ω , en tenant compte de l'adaptation d'impédance avec le système de mesure. On fait passer l'extrémité de la ligne de signal par le trou d'interconnexion et elle est reliée à la terre.

La sonde précédente comporte des ouvertures sur les côtés de la ligne triplaque (portion sortie), mais les deux côtés du motif de mise à la masse sur la seconde couche sont connectés à la quatrième couche par un trou d'interconnexion, comme l'illustre la Figure E.3. Le trou d'interconnexion doit être formé au pas de 0,25 mm ou inférieur. La boucle servant de détecteur de champ magnétique est un rectangle de $0,2 \text{ mm} \times 1 \text{ mm}$, et la résolution spatiale peut être élevée à $250 \mu\text{m}$ (typique) au point de dégradation de 6 dB. Si la cible de mesure est un ruban rectiligne telle qu'une ligne à microruban, le coefficient d'étalonnage du courant peut être utilisé pour convertir en courant le champ magnétique mesuré sur un ruban. Autour du motif de chaque carte en céramique cuite à basse température (LTCC), la valeur de divergence par rapport à l'alignement parfait doit se situer à $10 \mu\text{m}$. La performance de la sonde diminue lorsque l'erreur d'alignement augmente, parce que l'impédance caractéristique de la ligne triplaque de la sonde diverge de 50Ω . En prenant l'essai de sélection par rayons X, les éléments non conformes pour lesquels l'erreur d'alignement dépasse $10 \mu\text{m}$ doivent être rejetés. De plus, l'extrémité avant de la carte LTCC doit être précisément découpée et polie plate.

Les pastilles de masse sur la première couche et la cinquième couche sont illustrées aux Figures E.4 et E.7. La pastille de la première couche est connectée à la seconde couche par des trous d'interconnexion et la pastille de la cinquième couche est connectée à la quatrième couche par un nombre suffisant de trous de liaison, respectivement. La pastille de masse sur la cinquième couche est étendue, en comparaison de celle située sur la première couche. Comme l'illustrent les Figures E.5 à E.6, la largeur de ruban est décroissante pour devenir un ruban étroit. Comme le montrent les Figures E.4 et E.7, les motifs de mise à la masse sont également décroissants, parce que les formes de piste des seconde et quatrième couches sont décroissantes. La Figure E.8 illustre la configuration pour la connexion de la carte LTCC au câble coaxial semi-rigide. L'assemblage est constitué du boîtier conducteur, de la partie en marche d'escalier de la carte LTCC et du câble coaxial semi-rigide. Comme l'illustre la Figure E.8, le conducteur central du câble coaxial semi-rigide est connecté à la pastille de signal sur la troisième couche de la carte LTCC par soudure. La carte LTCC a une forme de marche d'escalier, afin que la piste du signal de la troisième couche soit accessible. Le conducteur central du câble semi-rigide peut être monté sur la piste du signal dans l'axe de cette piste du signal. Le conducteur extérieur du câble coaxial semi-rigide est relié au bord arrière de la carte LTCC. De plus, le boîtier conducteur (Cu) est soudé aux pastilles de masse sur la première et la cinquième couche de manière à couvrir et entourer l'assemblage du conducteur central. Le boîtier conducteur doit être connecté au conducteur extérieur par soudure. Ici, la pastille de masse, le conducteur extérieur et le boîtier conducteur peuvent, de préférence, être connectés par soudure entre eux sans aucun dégagement. La performance du blindage de l'assemblage est augmentée par le boîtier conducteur, de façon à supprimer la perturbation électromagnétique d'un signal de sortie du capteur avec un bruit émis ou un autre signal de câblage. L'impédance caractéristique de l'assemblage, y compris le boîtier conducteur, doit être assurée en ajustant les dimensions des pastilles de signal et du boîtier conducteur; une perte de réflexion due à la désadaptation d'impédance est supprimée pour rendre satisfaisante les caractéristiques de transmission du signal haute fréquence.

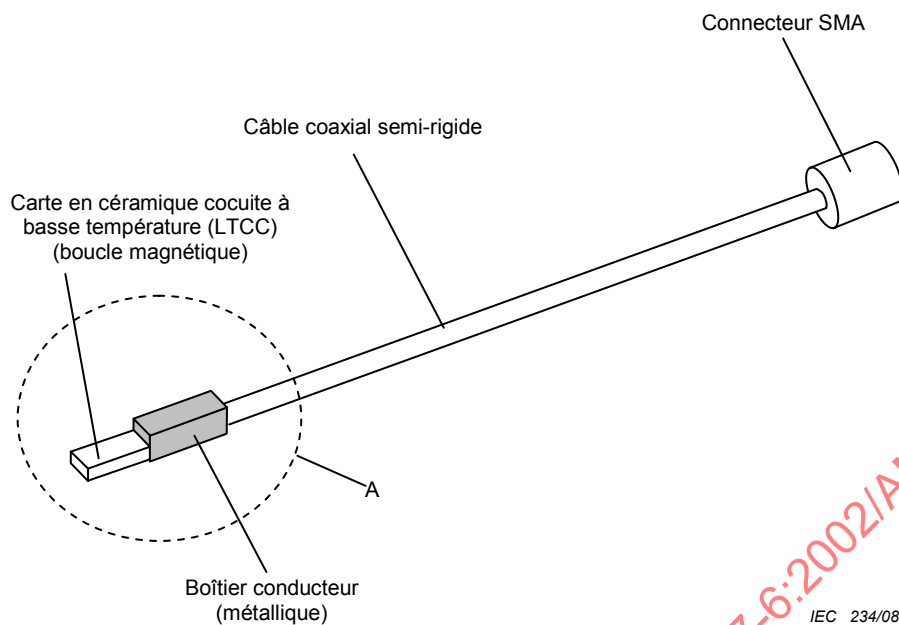


Figure E.1 – Illustration de la sonde magnétique améliorée assemblée

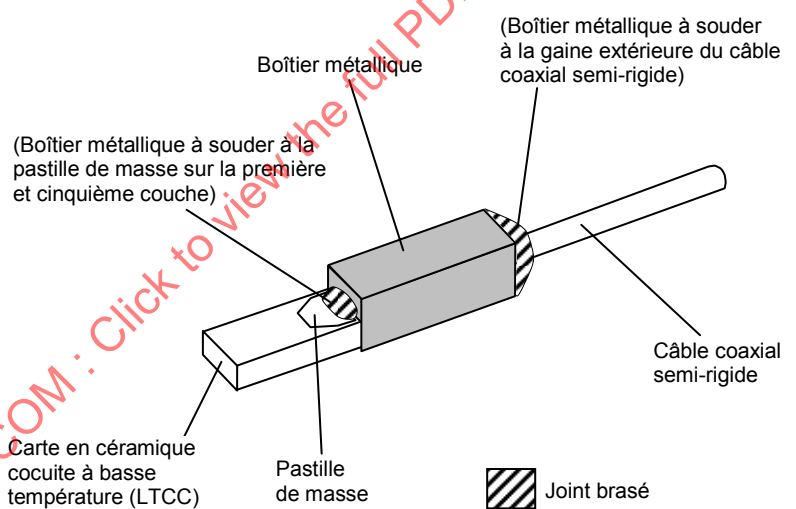


Figure E.2 – Vue agrandie de la partie A de la Figure E.1 (exemple de construction de connexion)

Dimensions en millimètres

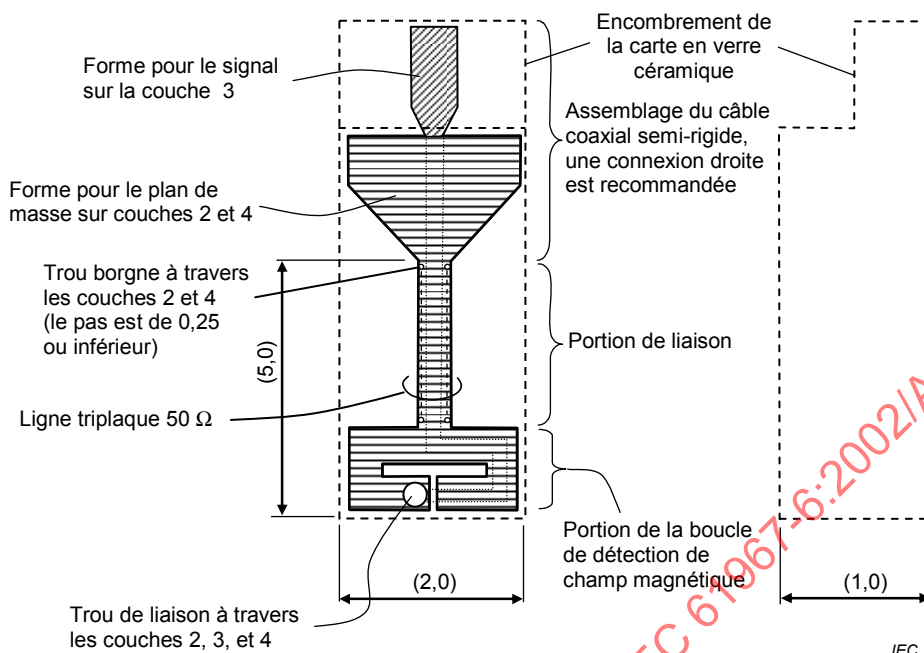


Figure E.3 – Forme principale (couches 2 à 4) de la sonde magnétique améliorée

Dimensions en millimètres

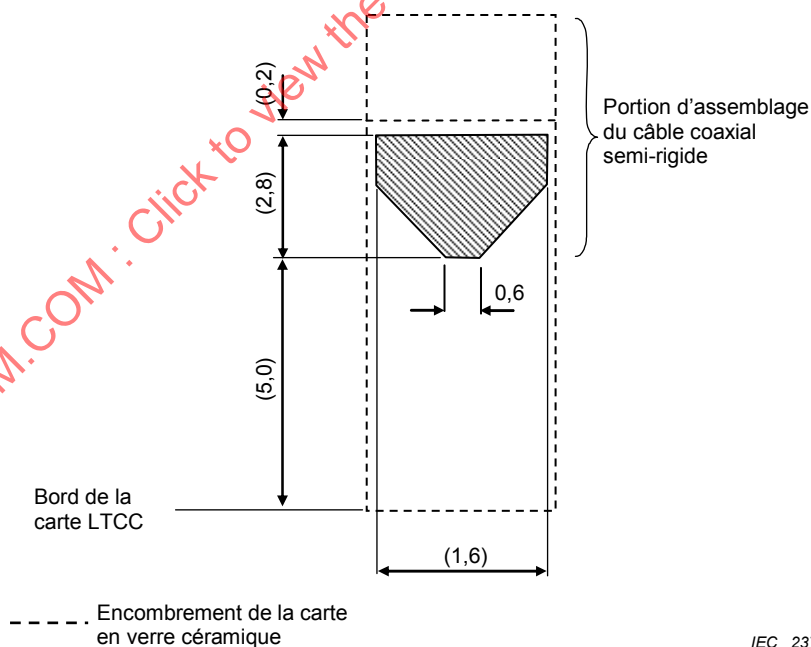


Figure E.4 – Couche 1 (motif de mise à la masse) de la sonde magnétique améliorée

Dimensions en millimètres

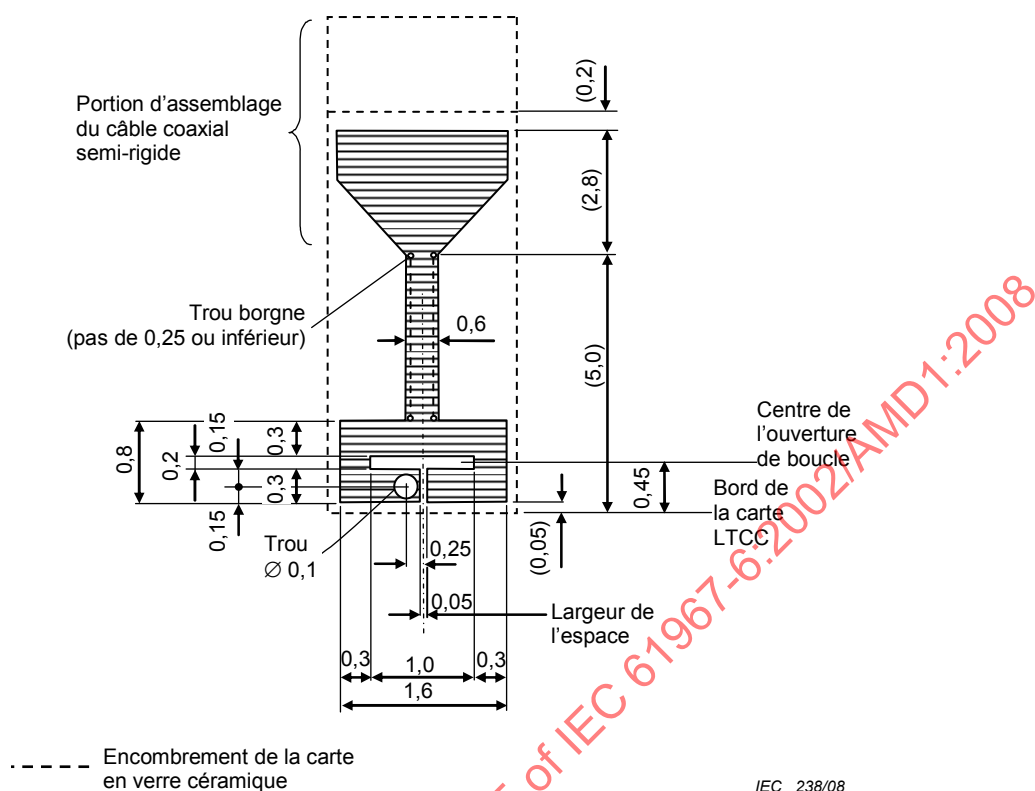


Figure E.5 – Couches 2 et 4 (motif de mise à la masse) de la sonde magnétique améliorée

Dimensions en millimètres

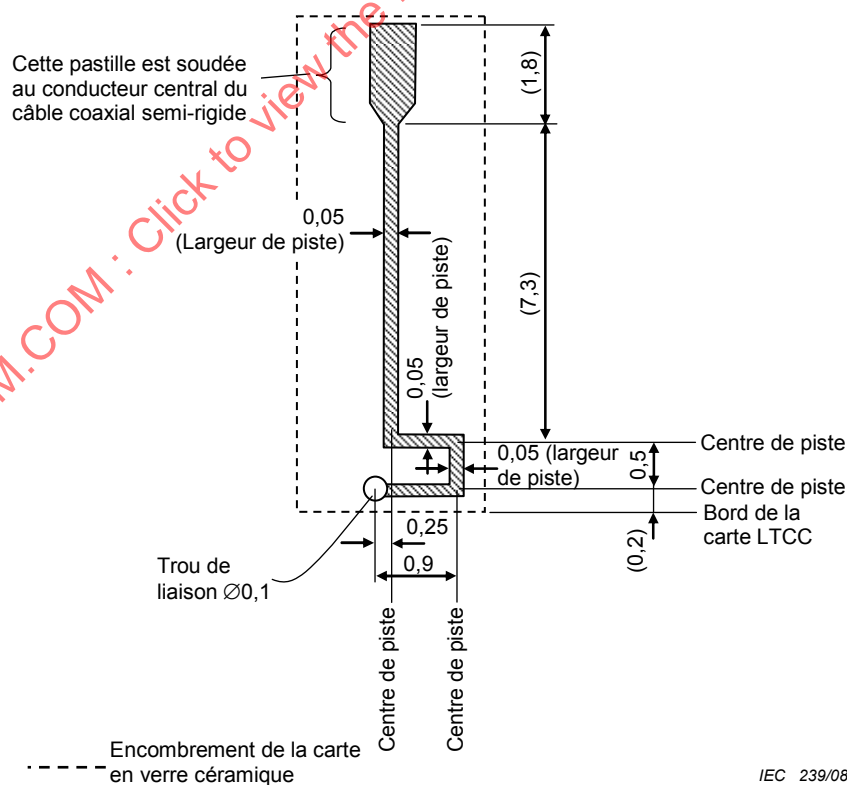


Figure E.6 – Couche 3 (forme pour le signal) de la sonde magnétique améliorée

Dimensions en millimètres

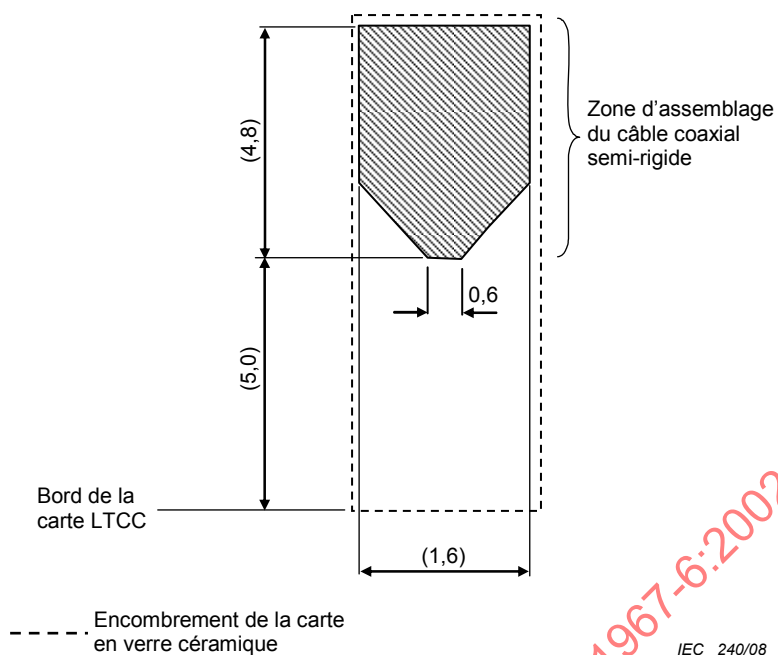
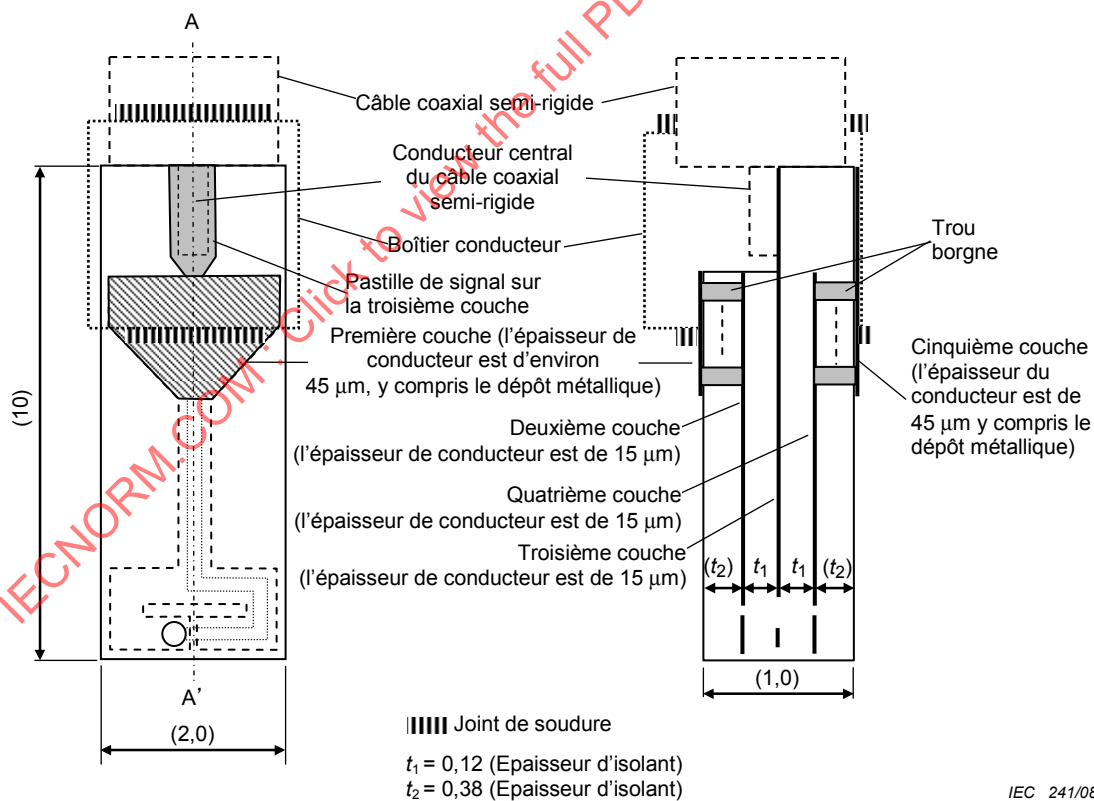


Figure E.7 – Couche 5 (motif de mise à la masse) de la sonde magnétique améliorée

Dimensions en millimètres



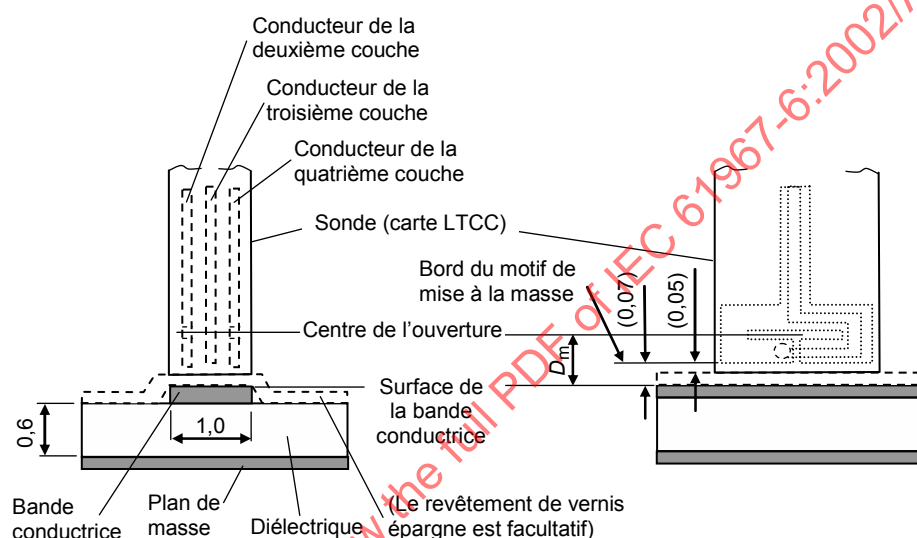
(a) Vue de dessus

(b) Section A-A'

Figure E.8 – Construction de sonde magnétique améliorée

La tension de sortie de la sonde magnétique (V_p) dépend de la distance (D_m) entre le centre de la boucle et la surface de la bande conductrice en cours de mesure. Dans la Figure E.9, la largeur de la bande conductrice est de 1,0 mm, lorsque l'épaisseur de l'isolant de la carte d'essai est de 0,6 mm. L'impédance caractéristique est de $50 \Omega \pm 5 \Omega$. L'épaisseur de la couche de cuivre (bande conductrice) doit être normalisée. La couche pourrait être normalisée à une épaisseur de 18 μm à 35 μm , mais la valeur de 35 μm est recommandée. Comme le montre la Figure E.10, le centre de la boucle est défini comme l'ouverture rectangulaire des pistes de mise à la masse sur la seconde couche et sur la quatrième couche. Cela rend très critique le fait de maintenir une distance de 0,47 mm (470 μm) $\pm$ 20 μm entre la bande conductrice et le centre de l'ouverture de boucle au cours de la mesure. De ce fait, il convient d'utiliser une fixation d'espacement pour la sonde afin de maintenir un espace de 0,07 mm entre la partie inférieure de la portion de boucle rectangulaire de la sonde et l'extrémité de la sonde. La valeur de D_m est de 0,47 mm.

Dimensions en millimètres



* D_m = Distance entre la surface de la bande conductrice et le centre de l'ouverture rectangulaire de la boucle (centre de la boucle)

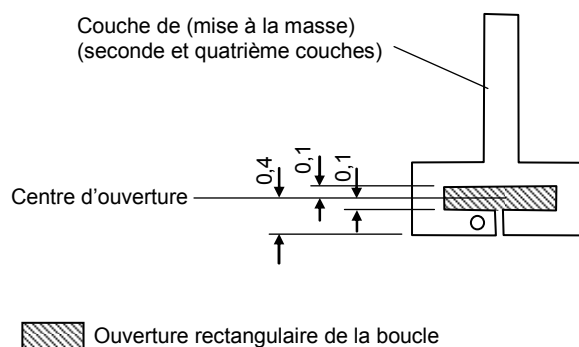
IEC 242/08

(a) Vue de face

(b) Vue latérale

Figure E.9 – Montage de mesure

Dimensions en millimètres



IEC 243/08

Figure E.10 – Définition du centre de la boucle

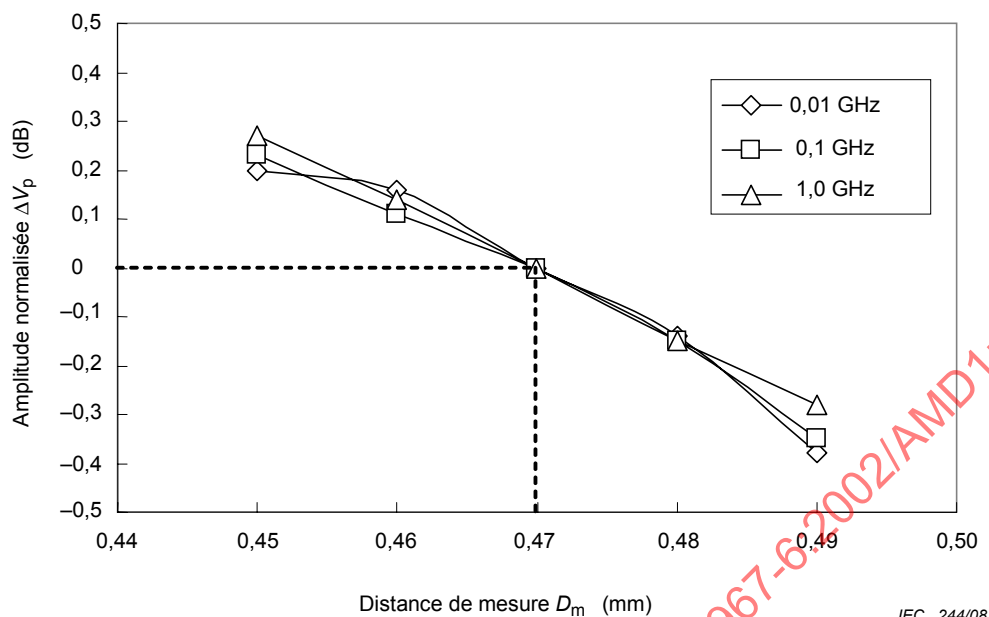
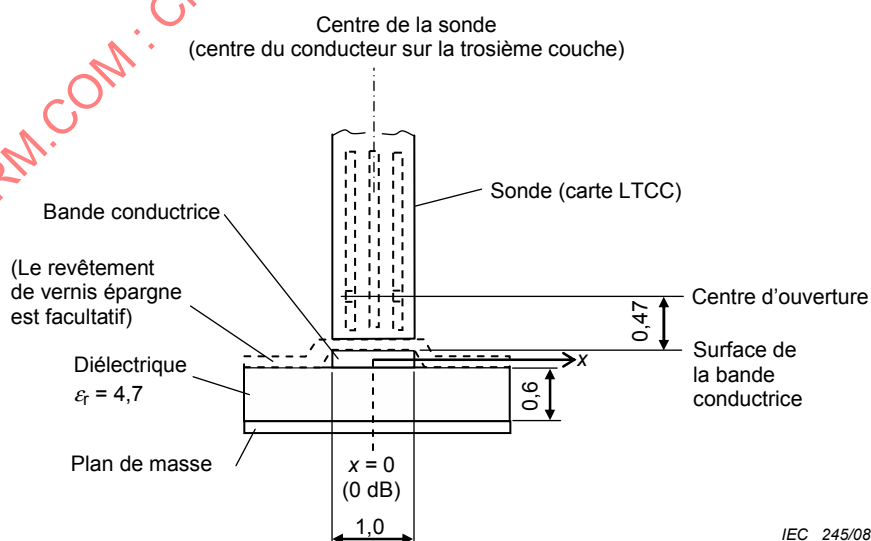


Figure E.11 – Graphique des erreurs de la tension mesurée par rapport à la distance de mesure

E.3 Résolution spatiale de la sonde magnétique

Le montage de mesure de la distribution du champ magnétique à travers une ligne à microruban est représenté à la Figure E.12. Comme on peut le voir à la Figure E.13, il atteint des résolutions spatiales élevées. La résolution spatiale est de 0,7 mm (point de chute à – 6 dB), mesurée à $D_m = 0,47$ mm et $f = 1$ GHz. De ce fait, le champ magnétique provenant d'un ruban adjacent a peu d'influence et peut être négligé lorsque la sonde est placée au centre de la bande conductrice. La carte d'essai est la même qu'à la Figure E.9.

Dimensions en millimètres



IEC 245/08

Figure E.12 – Montage de mesure de la distribution du champ magnétique

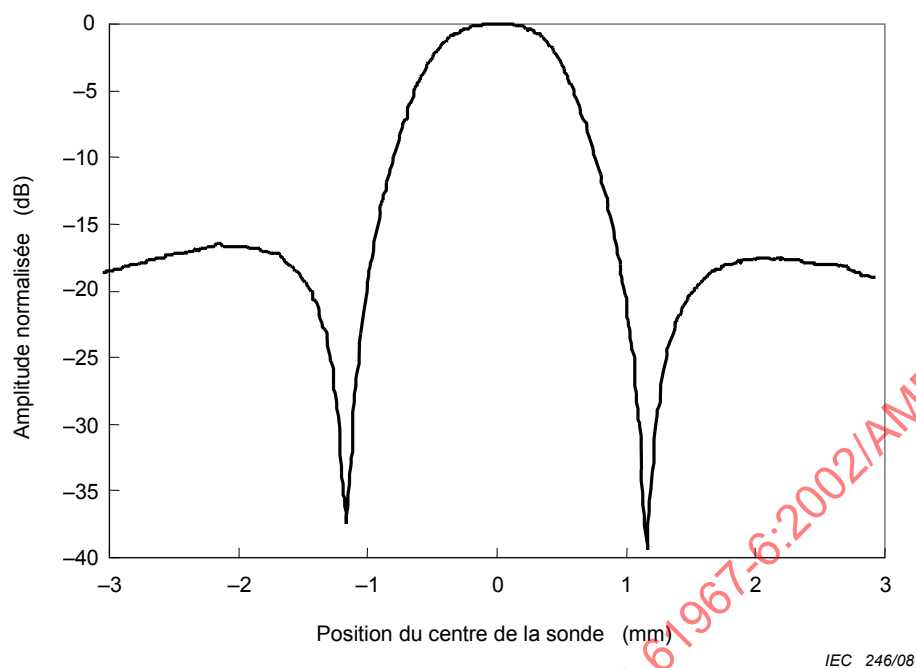


Figure E.13 – Distribution du champ magnétique à travers une ligne à microruban (1 GHz)

E.4 Angle de placement de la sonde

Le montage pour la mesure d'un angle de placement de sonde magnétique (φ) par rapport à la direction d'une ligne microruban est représenté à la Figure E.14.

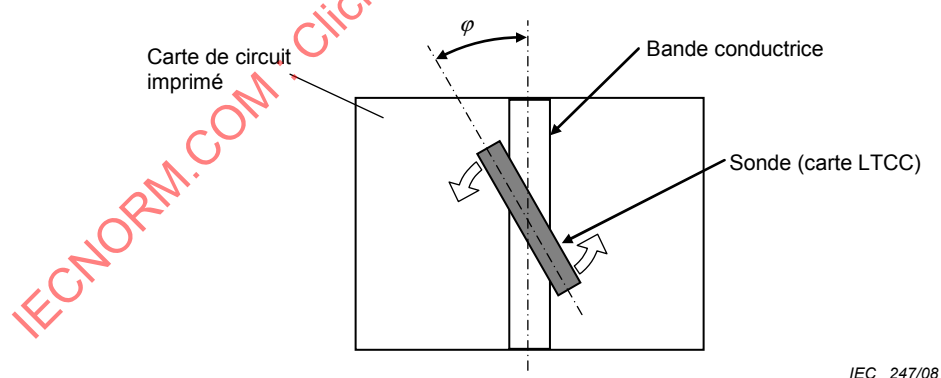


Figure E.14 – Montage de mesure de l'angle de placement de sonde

La tension de sortie de la sonde magnétique (V_p) dépend un peu de l'angle de placement de la sonde (φ) par rapport à la direction d'une ligne à microruban mesurée comme indiqué à la Figure E.15. La ligne à microruban est la même que celle représentée à la Figure E.9. La distance entre la bande conductrice et le centre de la boucle (D_m) est de 0,47 mm.

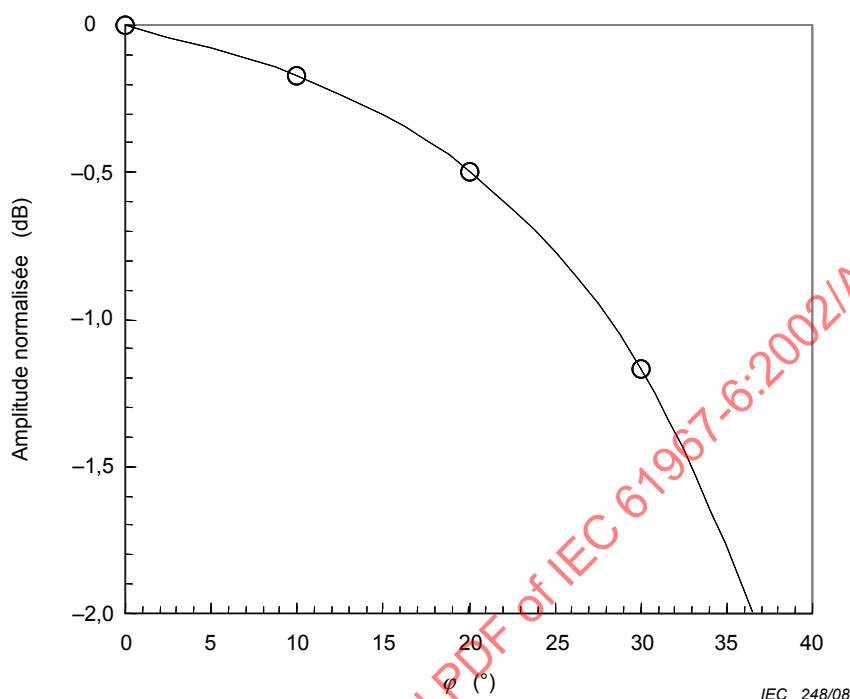


Figure E.15 – Amplitude de sortie de la sonde en fonction de l'angle φ
(D_m est de 0,47 mm)

E.5 Facteur d'étalonnage

La sonde magnétique doit être placée à distance au-dessus de la surface de la ligne en essai sur la carte d'essai comme décrit à la Figure E.9. La tension de sortie (V_p) de la sonde magnétique est mesurée par un analyseur de spectre ou un récepteur de mesure comme décrit dans la CEI 61967-1. Le courant RF (I_{dB}) est calculé à partir de la valeur mesurée de V_p telle que corrigée par le facteur d'étalonnage de la sonde magnétique (C_f) et la constante de transfert (C_h) par l'équation (E.1) pour un exemple type de la carte d'essai comme décrit à l'Annexe B.

$$I_{dB} = V_{p_dB} + C_{f_dB} - C_{h_dB} \quad (\text{dB A}) \quad (\text{E.1})$$

où

- V_{p_dB} valeur V_p en dB (dB V),
- C_{f_dB} valeur C_f en dB (dB S/m),
- C_{h_dB} valeur C_h en dB (dB 1/m).

Une méthode pour obtenir I_{dB} est de déterminer C_{f_dB} et C_{h_dB} individuellement. C_{f_dB} peut être mesurée par la méthode de la ligne à microruban dans des conditions appropriées et C_{h_dB} est calculée à l'Annexe B. A partir de l'équation (B.6), la fonction de transfert C_h est calculée à partir du rapport de la composante x du champ magnétique H_x et du courant I de la ligne à microruban. Dans ce cas, le modèle de courant de ligne représenté à la Figure E.16(a) est utilisé pour le calcul H_x à l'Annexe B, car la distance (D_m) est suffisamment grande comme l'illustre l'équation (B.6). Cependant, pour la sonde magnétique améliorée, la composante x du champ magnétique moyen dans la zone de boucle H_{x-ave} doit être calculée à partir du modèle de courant distribué sur la bande conductrice d'une ligne à microruban représentée à la Figure E.16(b), car la distance de mesure est plus proche comparée au modèle de courant de ligne représenté à la Figure E.16(a). Le modèle de courant illustré à la Figure E.16(b) est le modèle de courant distribué réel sur la bande conductrice (voir la bibliographie [2-3]). S'il est difficile de déterminer l'amplitude de la distribution de densité de courant, le modèle de courant uniforme approché peut être utilisé pour calculer H_{x-ave} , du fait de la simplification du calcul (voir la bibliographie [4]).

H_{x-ave} est donné comme suit:

$$H_{x-ave} = \left| \frac{1}{S_{eq}} \sum_{k=1}^N \int_{S_{eq}} [H_{+x}(i_k) + H_{-x}(-i_k)] dS \right| \quad (A/m) \quad (E.2)$$

où $H_x(i_k)$ et $H_x(-i_k)$ sont les composantes x du champ magnétique au segment k calculé à partir de la distribution du courant de la bande conductrice i_k et du courant image $-i_k$. S_{eq} est la zone de boucle équivalente. ($N i_k$) est égal au courant total I . La constante de transfert à partir du modèle de courant distribué ($C_{h_distribuée}$) est calculée à partir du rapport H_{x-ave} et courant I comme décrit à l'Annexe B. L'équation (E.1) est réécrite comme l'équation (E.3) en remplaçant C_h par $C_{h_distribuée}$.

$$I_{dB} = V_{p_dB} + (C_{f_dB} - C_{h_distribuée_dB}) \quad (dB A) \quad (E.3)$$

où

V_{p_dB} : est la tension à travers l'impédance en dB (dB V),
 C_{f_dB} est le facteur d'étalonnage pour le champ magnétique en dB (dB S/m),
 $C_{h_distribuée_dB}$: est la constante de transfert à partir du modèle de courant distribué en dB (dB 1/m).

Les résultats expérimentaux à partir du modèle de courant distribué sont décrits dans la bibliographie [2-5]. Il convient qu'il soit efficace pour obtenir $C_{h_distribuée_dB}$ par le calcul.

H_{x-ave} varie en fonction de la dimension de la carte de circuit imprimé. L'estimation la plus défavorable (écart de 10 % des dimensions de l'épaisseur d'isolant (h), de l'épaisseur du vernis épargne (t_r), de la largeur de ligne (W) et de l'épaisseur du conducteur (t_s)) est de 0,89 dB et est suffisamment précise pour cette mesure.