

COMMISSION ÉLECTROTECHNIQUE INTERNATIONALE
COMITÉ INTERNATIONAL SPÉCIAL DES PERTURBATIONS RADIOÉLECTRIQUES

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION
INTERNATIONAL SPECIAL COMMITTEE ON RADIO INTERFERENCE

C.I.S.P.R.

Publication 8 D

1982

Quatrième complément à la Publication 8 du C.I.S.P.R. (1969)

Rapports et Questions à l'étude du C.I.S.P.R.

Fourth supplement to C.I.S.P.R. Publication 8 (1969)

Reports and Study Questions of the C.I.S.P.R.



© CEI 1982

Droits de reproduction réservés — Copyright — all rights reserved

Bureau Central de la Commission Electrotechnique Internationale

1, rue de Varembe
Genève, Suisse

Révision de la présente publication

Le contenu technique des publications de la CEI et du C.I.S.P.R. est constamment revu par la Commission et par le C.I.S.P.R. afin d'assurer qu'il reflète bien l'état actuel de la technique.

Les renseignements relatifs à ce travail de révision, à l'établissement des éditions révisées et aux mises à jour peuvent être obtenus auprès des Comités nationaux de la CEI et en consultant les documents ci-dessous:

- **Bulletin de la CEI**
- **Annuaire de la CEI**
Publié annuellement
- **Catalogue des publications de la CEI**
Publié annuellement

Terminologie utilisée dans la présente publication

Seuls sont définis ici les termes spéciaux se rapportant à la présente publication.

En ce qui concerne la terminologie générale, le lecteur se reportera à la Publication 50 de la CEI: Vocabulaire Electrotechnique International (V.E.I.), qui est établie sous forme de chapitres séparés traitant chacun d'un sujet défini, l'Index général étant publié séparément. Des détails complets sur le V.E.I. peuvent être obtenus sur demande.

Pour les termes concernant les perturbations radioélectriques, voir le chapitre 902.

Symboles graphiques et littéraux

Pour les symboles graphiques, symboles littéraux et signes d'usage général approuvés par la CEI, le lecteur consultera:

- la Publication 27 de la CEI: Symboles littéraux à utiliser en électrotechnique;
- la Publication 117 de la CEI: Symboles graphiques recommandés.

Les symboles et signes contenus dans la présente publication ont été soit repris des Publications 27 ou 117 de la CEI, soit spécifiquement approuvés aux fins de cette publication.

Publications du C.I.S.P.R.

L'attention du lecteur est attirée sur les pages 3 et 4 de la couverture, qui énumèrent les publications du C.I.S.P.R.

Revision of this publication

The technical content of IEC and C.I.S.P.R. publications is kept under constant review by the IEC and the C.I.S.P.R., thus ensuring that the content reflects current technology.

Information on the work of revision, the issue of revised editions and amendment sheets may be obtained from IEC National Committees and from the following IEC sources:

- **IEC Bulletin**
- **IEC Yearbook**
Published yearly
- **Catalogue of IEC Publications**
Published yearly

Terminology used in this publication

Only special terms required for the purpose of this publication are defined herein.

For general terminology, readers are referred to IEC Publication 50: International Electrotechnical Vocabulary (I.E.V.), which is issued in the form of separate chapters each dealing with a specific field, the General Index being published as a separate booklet. Full details of the I.E.V. will be supplied on request.

For terms on radio interference, see Chapter 902.

Graphical and letter symbols

For graphical symbols, and letter symbols and signs approved by the IEC for general use, readers are referred to:

- IEC Publication 27: Letter symbols to be used in electrical technology;
- IEC Publication 117: Recommended graphical symbols.

The symbols and signs contained in the present publication have either been taken from IEC Publications 27 or 117, or have been specifically approved for the purpose of this publication.

C.I.S.P.R. publications

The attention of readers is drawn to pages 3 and 4 of the cover, which list C.I.S.P.R. publications.

COMMISSION ÉLECTROTECHNIQUE INTERNATIONALE
COMITÉ INTERNATIONAL SPÉCIAL DES PERTURBATIONS RADIOÉLECTRIQUES

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION
INTERNATIONAL SPECIAL COMMITTEE ON RADIO INTERFERENCE

C.I.S.P.R.

Publication 8 D

1982

Quatrième complément à la Publication 8 du C.I.S.P.R. (1969)

Rapports et Questions à l'étude du C.I.S.P.R.

Fourth supplement to C.I.S.P.R. Publication 8 (1969)

Reports and Study Questions of the C.I.S.P.R.



© CEI 1982

Droits de reproduction réservés — Copyright — all rights reserved

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

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

Bureau Central de la Commission Electrotechnique Internationale

1, rue de Varembe
Genève, Suisse

SOMMAIRE

	Pages
PRÉFACE	4
Rapport N°	
52 Sondes de courant pour la mesure des perturbations radioélectriques	4
53 Réseau tampon adapté à la mesure des filtres par la méthode du balayage en fréquence .	10

STANDARDSISO.COM: Click to view the full PDF of CISPR 8D:1982

Withdawn

CONTENTS

	Page
PREFACE	5
Report No.	
52 Current probes for measuring radio interference	5
53 Buffer network suitable for making filter measurements with sweeping frequency technique	11

STANDARDSISO.COM: Click to view the full PDF of CISPR 8D:1982

Withdawn

QUATRIÈME COMPLÈMENT À LA PUBLICATION 8 DU C.I.S.P.R. (1969)

RAPPORTS ET QUESTIONS À L'ÉTUDE DU C.I.S.P.R.

PRÉFACE

Les rapports contenus dans ce complément ont été approuvés lors des réunions du C.I.S.P.R. tenues à La Haye en mai 1979 et à Tokyo en juillet 1980.

RAPPORT N° 52

SONDES DE COURANT POUR LA MESURE DES PERTURBATIONS RADIOÉLECTRIQUES

1. Introduction

On peut mesurer les courants de perturbations propagés par conduction sans entrer en contact direct avec le fil conducteur et sans modifier le conducteur ou le circuit, en employant un transformateur de courant à pince. L'utilité de cette méthode est évidente: on peut mesurer les perturbations des systèmes de câblage complexes, des circuits électroniques, etc., sans interrompre leurs fonctions normales ou modifier leur disposition. La sonde de courant est construite de manière qu'elle puisse pincer facilement le fil dans lequel le courant est à mesurer. Le conducteur représente un enroulement primaire d'une seule spire. L'enroulement secondaire est contenu dans la sonde de courant.

Les sondes de courant sont capables de détecter des courants perturbateurs entre 30 Hz et 1 000 MHz, bien que la plage primaire de mesure soit comprise entre 30 Hz et 100 MHz. Au-dessus de 100 MHz, les ondes stationnaires des courants présentés dans les systèmes de puissance conventionnels exigent que la sonde soit mise en position optimale pour la détection des maxima du courant perturbateur.

2. Considérations théoriques et physiques sur les sondes de courant

Considérations physiques et électriques relatives aux sondes de courant

La dimension physique de la sonde est fonction de la dimension maximale du câble qui fait l'objet des mesures, de la puissance maximale dans le câble et de l'étendue de fréquence des signaux qui doivent être mesurés.

D'ordinaire, la sonde de courant est construite en forme de tore et le conducteur qui doit être mesuré est placé au centre de celui-ci. Le diamètre du trou au centre du tore peut varier entre 2 mm et 30 cm selon les besoins et les spécifications du fabricant. L'enroulement secondaire est agencé sur le tore de manière à faciliter le pincement. Le noyau toroïdal et l'enroulement sont blindés pour empêcher les couplages électrostatiques. Le blindage est fendu de manière à éviter de former une spire en court-circuit.

La sonde de courant est utilisée généralement comme source d'entrée d'un appareil de mesure des perturbations. Par conséquent, il faut qu'elle soit construite de manière qu'elle convertisse le courant perturbateur en tension capable d'être mesurée par un appareil de mesure. La sensibilité de la sonde de courant peut être exprimée commodément sous forme d'une impédance de transfert définie comme un rapport de tension secondaire (ordinairement à travers une charge ohmique — non réactive — de 50 Ω) au courant primaire ($Z_T = E_s/I_p$).

FOURTH SUPPLEMENT TO C.I.S.P.R. PUBLICATION 8 (1969)**REPORTS AND STUDY QUESTIONS OF THE C.I.S.P.R.****PREFACE**

The reports contained in this supplement were approved at the C.I.S.P.R. meetings held in The Hague in May 1979 and in Tokyo in July 1980.

REPORT No. 52**CURRENT PROBES FOR MEASURING RADIO
INTERFERENCE****1. Introduction**

Conducted interference current can be measured, without making direct contact with the source conductor and without modification of either the conductor or its circuit, by use of specially developed clamp-on current transformers. The utility of this method is self-evident: the interference in complex wiring systems, electronic circuits, etc., may be measured without interruption of the normal operation or configuration. The current probe is constructed so that it may be conveniently clamped around the conductor to be measured. The conductor represents a one-turn primary winding. The secondary winding is contained within the current probe.

Current probes can detect interference currents in the frequency range of 30 Hz to 1 000 MHz, although the primary measurement range is 30 Hz to 100 MHz. Beyond 100 MHz the standing interference currents in conventional power systems require that the current probe location be optimized for detection of the maximum interference current.

2. Theoretical and physical considerations for current probes*Physical and electrical considerations for current probes*

The physical size of the current probe is a function of the maximum cable size to be monitored, the maximum power current flowing in the cable, and the range of signal frequencies to be measured.

The current probe is usually of toroidal shape with the conductor to be measured placed within the centre opening of the toroid. Existing requirements and manufacturers' specifications for probes show that the centre opening may vary from 2 mm to 30 cm in diameter. The secondary winding is placed on the toroid in such a manner as to facilitate the clamp-on function of the probe. The toroidal core and winding is enclosed with a shield to prevent electrostatic pick-up. The shield is gapped to prevent it from being a shorted turn on the transformer.

The current probe is generally used as an input device for interference meters. Therefore, it must be designed to transfer the interference current to a voltage which can be detected by the meter. The sensitivity of the current probe may be expressed conveniently in terms of transfer impedance. Transfer impedance is defined as the ratio of secondary voltage (generally across a 50 Ω resistive load) to the primary current ($Z_T = E_s/I_p$).

La sensibilité totale de la combinaison de la sonde de courant et de l'appareil de mesure de perturbations est aussi fonction de la sensibilité du récepteur. Le courant perturbateur minimal qu'on peut détecter dans un câble est le rapport de la sensibilité du récepteur (V) à l'impédance de transfert de la sonde de courant (Ω). Par exemple, en combinant un récepteur d'une sensibilité de un microvolt ($1 \mu\text{V}$) avec une sonde de courant d'une impédance de transfert de 10Ω , le courant minimal mesurable est de $0,1 \mu\text{A}$. Cependant, en employant un récepteur d'une sensibilité de $10 \mu\text{V}$ avec une sonde de courant de 1Ω , le courant minimal mesurable est de $10 \mu\text{A}$. Pour obtenir la sensibilité maximale, l'impédance de transfert doit être aussi grande que possible.

L'impédance de transfert est fréquemment exprimée en décibels (dB) par rapport à 1Ω . C'est une unité commode par rapport aux unités de perturbations exprimées en décibels par rapport à $1 \mu\text{V}$ ou à $1 \mu\text{A}$ qu'on utilise ordinairement (Z_T en décibels par rapport à $1 \Omega = 20 \log Z_T$).

Circuit électrique équivalent de la sonde de courant

La sonde de courant peut être représentée par un circuit équivalent fondé sur la théorie des transformateurs. Il n'est pas nécessaire de reproduire ici le circuit parce qu'on peut le trouver dans beaucoup de textes classiques*. Des simplifications considérables du circuit exact et les équations dérivées conduisent aux équations suivantes pour l'impédance de transfert:

Pour le cas des fréquences élevées:
$$Z_T = \frac{\omega M}{\left[\left(\frac{\omega L}{R_L} \right)^2 + (\omega^2 LC - 1)^2 \right]^{\frac{1}{2}}}$$

Pour le cas des fréquences moyennes:
$$Z_T = \frac{MR_L}{L}$$

(pour $\omega^2 LC = 1$)

Pour le cas des fréquences basses:
$$Z_T = \frac{\omega M}{\left[\left(\frac{\omega L}{R_L} \right)^2 + 1 \right]^{\frac{1}{2}}}$$

où:

- Z_T = impédance de transfert
- M = inductance mutuelle entre les enroulements primaire et secondaire
- L = inductance de l'enroulement secondaire
- R_L = impédance de la charge secondaire (généralement 50Ω)
- C = capacité répartie de l'enroulement secondaire
- ω = pulsation en radian par seconde

Les équations mènent aux conclusions suivantes:

- 1) L'impédance de transfert maximale aux fréquences moyennes, à impédance constante de charge, est directement proportionnelle au rapport de l'inductance mutuelle à l'inductance secondaire**.
- 2) La capacité répartie de l'enroulement secondaire est égale à la résistance de la charge extérieure à la fréquence de coupure supérieure.

* MIT Staff: «Magnetic Circuits and Transformers», John Wiley and Sons, Inc., New York, N. Y., 1947.

** R_L étant constant.

Overall sensitivity of the current probe and interference meter is also a function of the receiver sensitivity. Minimum detectable interference current in a conductor is the ratio of receiver sensitivity (V) to current probe transfer impedance (Ω). For instance, if a one microvolt (1 μ V) receiver and a current probe with a transfer impedance of 10 Ω are used, then the minimum measurable interference current is 0.1 μ A. However, if a 10 μ V receiver and a 1 Ω current probe are used, then the minimum measurable current is 10 μ A. To obtain maximum sensitivity, the transfer impedance should be as high as possible.

The transfer impedance is often expressed in terms of decibels (dB) above 1 Ω . This is a convenient unit in reference to the more general interference units of decibels above 1 μ V or 1 μ A (Z_T in terms of decibels above 1 Ω = $20 \log Z_T$).

Equivalent electrical circuit of current probe

The current probe may be represented by an exact equivalent circuit from general transformer theory. It is not necessary to repeat the circuit here since it is shown in many standard textbooks*. After considerable simplification of the exact circuit and derived equations, the following equations for the transfer impedance result.

$$\text{High-frequency case: } Z_T = \frac{\omega M}{\left[\left(\frac{\omega L}{R_L} \right)^2 + (\omega^2 LC - 1)^2 \right]^{\frac{1}{2}}}$$

$$\text{Mid-frequency case: } Z_T = \frac{MR_L}{L}$$

(when $\omega^2 LC = 1$)

$$\text{Low-frequency case: } Z_T = \frac{\omega M}{\left[\left(\frac{\omega L}{R_L} \right)^2 + 1 \right]^{\frac{1}{2}}}$$

where:

- Z_T = transfer impedance
- M = mutual inductance between primary and secondary windings
- L = inductance of secondary winding
- R_L = load impedance of secondary (usually 50 Ω)
- C = distributed capacitance of secondary
- ω = frequency in radian/second

The following conclusions may be drawn from these equations:

- 1) The maximum transfer impedance at mid-frequency, for a constant load impedance, is directly proportional to the ratio of mutual inductance to secondary inductance**.
- 2) The high-frequency half-power point occurs when the reactance of the secondary distributed capacitance is equal to the load resistance.

* MIT Staff: "Magnetic Circuits and Transformers", John Wiley and Sons, Inc., New York, N.Y., 1947.

** R_L being constant.

Effets néfastes des mesures employant des sondes de courant

La sonde de courant est essentiellement un transformateur toroïdal qui, par conséquent, réfléchit l'impédance secondaire dans le primaire. Pour un enroulement secondaire de huit spires et une charge extérieure de $50\ \Omega$, l'impédance réfléchie est généralement d'environ $1\ \Omega$. Si la combinaison des impédances de la source et de la charge du circuit mesuré est plus grande que $1\ \Omega$, l'emploi de la sonde de courant ne va pas modifier le courant primaire d'une manière significative. Cependant, si la somme des impédances de la source et la charge extérieure du circuit est inférieure à l'impédance réfléchie, l'emploi de la sonde de courant peut modifier considérablement le courant primaire.

Une des applications prévue pour la sonde de courant est la mesure des courants perturbateurs (d'interférence) dans les câbles de puissance primaire où les courants peuvent être de 300 A continus ou de 100 A alternatifs. La sonde de courant peut aussi être employée près des dispositifs qui produisent des champs magnétiques extérieurs de valeur élevée: l'impédance de transfert de la sonde de courant ne doit pas être modifiée par ces courants de puissance par l'intensité des champs. Il faut donc concevoir le circuit magnétique de façon que le noyau ne soit pas saturé. Parce que les fréquences des courants de puissance peuvent se situer entre 20 Hz et 15000 Hz, il est possible que l'intensité du signal sortie de la sonde de courant puisse endommager la résistance d'entrée du récepteur associé. Une solution possible consiste à insérer, entre la sonde de courant et le récepteur, des filtres réjecteurs accordés sur les fréquences de courants de puissance.

3. Caractéristiques typiques

Bien que les caractéristiques détaillées puissent varier d'une application à l'autre, les caractéristiques suivantes sont suggérées pour faire des mesures avec une précision suffisante:

Impédance d'insertion	$< 0,25\ \Omega$.
Impédance de transfert	au moins $1\ \Omega$ (dans la plage des fréquences spécifiées).
Saturation magnétique	$> 300\ \text{A}$ continus et $100\ \text{A}$ alternatifs au primaire.
Sensibilité aux champs électriques	pas sensible aux champs $< 10\ \text{V/m}$.
Sensibilité à la direction	quelle que soit la dimension du conducteur, $< 1\ \text{dB}$ à $30\ \text{MHz}$, $< 2,5\ \text{dB}$ de $30\ \text{MHz}$ à $1000\ \text{MHz}$.
Sensibilité au courant extérieur	réduction de l'indication à $40\ \text{dB}$ quand un conducteur chargé de courant est déplacé de l'ouverture de la sonde de courant à une position voisine de la sonde de courant.
Capacité ajoutée en parallèle	$< 25\ \text{pF}$.
Dimension du conducteur	au moins $15\ \text{mm}$.
Réponse aux impulsions	à l'étude.

Deleterious effects of current probe measurements

The current probe is essentially a toroidal transformer and therefore reflects the secondary impedance into the primary. For an 8-turn secondary winding and a $50\ \Omega$ load, typically the reflected impedance is approximately $1\ \Omega$. As long as the combination of source and load impedance of the circuit to be measured is greater than $1\ \Omega$, the application of the current probe will not greatly alter the primary current flow. However, if the sum of the circuit source and load impedance is less than the reflected impedance, the application of the current probe may alter the primary current considerably.

One intended current probe application is the measurement of interference current on primary power lines which may carry up to 300 A of d.c. or 100 A of a.c. The current probe may also be used in the vicinity of devices which generate strong external magnetic fields. The current probe transfer impedance must not be altered by these power currents or flux densities. Therefore, the magnetic circuit must be designed so that it will not saturate. Since the a.c. power current may be in the frequency range of 20 Hz to 15000 Hz, it is possible that the current probe output at these power frequencies may damage the input resistor of the associated receiver. A possible solution is the insertion of power frequency rejection filters between the current probe and the receiver.

3. Typical characteristics

Although detailed characteristics can vary from one application to another, the following characteristics are suggested for making measurements with satisfactory accuracy:

Insertion impedance	$< 0.25\ \Omega$.
Transfer impedance	at least $1\ \Omega$ (in specified frequency ranges).
Magnetic saturation	$> 300\ \text{A d.c. and } 100\ \text{A a.c. in primary.}$
Dependence on electric field	not susceptible to fields $< 10\ \text{V/m.}$
Dependence on orientation	when used on a conductor of any size, $< 1\ \text{dB up to } 30\ \text{MHz, } < 2.5\ \text{dB from } 30\ \text{MHz to } 1000\ \text{MHz.}$
Dependence on external currents	40 dB reduction in indication when a current-carrying conductor is removed from the current probe opening to a position adjacent to the probe.
Added shunt capacitance	$< 25\ \text{pF.}$
Conductor size	at least 15 mm.
Response to pulses	under consideration.

RAPPORT N° 53

**RÉSEAU TAMPON ADAPTÉ À LA MESURE DES FILTRES
PAR LA MÉTHODE DU BALAYAGE EN FRÉQUENCE****1. Introduction**

Un contrôle rapide des composants d'antiparasitage radioélectriques et des filtres sur une large gamme de fréquences peut être effectué par le circuit de mesure de la figure 1, page 16, où la tension de mesure à radiofréquence est obtenue par un générateur de balayage de fréquence, et où le récepteur de mesure est un système de détection à large spectre suivi d'un affichage visuel. Deux réseaux tampons (UO) servent à alimenter, en courant d'utilisation, le dispositif à l'essai (DUT).

L'annexe B de la Publication C.I.S.P.R. 17 décrit deux réseaux tampons, l'un pour la gamme de fréquences de 0,1 MHz à 30 MHz et l'autre pour la gamme de fréquences de 30 MHz à 300 MHz.

Ces réseaux présentent l'inconvénient que si la fréquence est balayée au-delà de 30 MHz, les réseaux tampons utilisés doivent être remplacés par ceux qui sont conçus pour une gamme de fréquences plus élevée.

Un réseau tampon qui peut être utilisé sur toute la gamme de fréquences de 0,1 MHz à 300 MHz est décrit dans ce rapport.

2. Impédance nécessaire pour les réseaux tampons

Un circuit simplifié pour la mesure de l'affaiblissement d'insertion des composants sous tension, bobines de réactance par exemple, est montré dans la figure 2, page 16.

Le générateur de fréquences radioélectriques G comprend une source E_g de tension alternative et une impédance interne R_g .

Le récepteur de mesure R comprend un voltmètre M avec une impédance interne R_m .

On utilise deux réseaux tampons UO, comprenant chacun un condensateur série C_B , un solénoïde L_B et un condensateur de traversée C_d .

Le dispositif à l'essai comprend une inductance propre L_s et une résistance série R_s .

Le circuit radioélectrique utilisé comprend le générateur G, les condensateurs C_B des réseaux tampons, le dispositif à l'essai DUT et le récepteur R.

Le courant d'utilisation engendré par une source de tension E_l basse fréquence en courant alternatif ou continu, munie d'une résistance interne R_v , passe à travers les solénoïdes L_B des réseaux tampons et à travers le dispositif à l'essai DUT, mais ne peut, en raison de leur haute réactance, traverser les condensateurs C_B des réseaux tampons ni donc remonter jusqu'au générateur G ou au récepteur R.

Les impédances des solénoïdes des réseaux tampons qui sont parallèles au générateur et au récepteur doivent, sur toute la gamme de fréquences choisie, rester fortes comparativement aux impédances internes du générateur et du récepteur, pour empêcher un affaiblissement d'insertion qui pourrait être interprété à tort comme étant l'affaiblissement d'insertion du dispositif à l'essai.

REPORT No. 53

**BUFFER NETWORK SUITABLE FOR MAKING FILTER MEASUREMENTS
WITH SWEEPING FREQUENCY TECHNIQUE****1. Introduction**

Rapid testing of radio interference suppression components and filters over a wide frequency range may be done with the measuring circuit in Figure 1, page 16, where the radio-frequency measuring voltage is obtained from a sweeping frequency generator and the measuring receiver is a wideband detector device followed by a visual display. Two buffer networks (UO) serve to supply a load current through the device under test (DUT).

In Appendix B of C.I.S.P.R. Publication 17, a description of two buffer networks is given, one for the frequency range 0.1 MHz to 30 MHz and one for the frequency range 30 MHz to 300 MHz.

A disadvantage of these networks is that if the frequency is swept beyond 30 MHz the buffer networks in use must be replaced by those for a higher frequency range.

A buffer network which can be used through the whole frequency range from 0.1 MHz to 300 MHz is described in this report.

2. Impedance requirement for buffer networks

A simplified circuit for the measurement of the insertion loss of components, for instance chokes, under loaded condition is shown in Figure 2, page 16.

The radio-frequency generator G consists of an a.c. voltage source E_g and internal impedance R_g .

The measuring receiver R consists of a voltage meter M with internal impedance R_m .

Two buffer networks UO are applied, each consisting of a series capacitor C_B , a solenoid L_B and a lead-through capacitor C_d .

The device under test consists of a self-inductance L_s and series resistor R_s .

The radio-frequency current circuit consists of the generator G, the capacitors C_B of the buffer networks, the device under test DUT and the receiver R.

The load current generated by a low-frequency a.c. or d.c. voltage source E_l with internal resistance R_v passes through the solenoids L_B of the buffer networks and through the device under test DUT, but cannot flow through the capacitors C_B of the buffer-networks into the generator G or receiver R due to their high reactance.

The impedances of the solenoids of the buffer networks, which are parallel to the generator and receiver must, over the whole frequency range under consideration, remain large compared with the internal impedances of generator and receiver to prevent additional insertion loss which could wrongly be interpreted as being insertion loss of the device under test.

Si les impédances de deux solénoïdes parallèles peuvent être représentées comme X_p dans la figure 3, page 17, on peut calculer qu'avec une impédance interne du générateur R_g et du récepteur R_m de 60 Ω , l'affaiblissement d'insertion s'élève à 0,63 dB maximum, si X_p est de 400 Ω minimum.

Cet affaiblissement d'insertion de 0,63 dB est suffisamment faible pour être négligé.

En conclusion, si les deux solénoïdes des réseaux tampons sont identiques, chaque solénoïde doit avoir une impédance d'au moins 800 Ω sur toute la gamme de fréquences choisie de 0,1 MHz à 300 MHz.

3. Impédance du solénoïde en fonction de la fréquence

La figure 4a, page 17, montre un exemple typique de courbe de résonance en fréquence d'un solénoïde. La fréquence de résonance f_r est déterminée par l'inductance propre du solénoïde L_p et par la capacité parasite C_p (voir figure 4b, page 17).

L'amplitude du sommet est déterminée par l'affaiblissement présenté par une résistance R_p parallèle à L_p et C_p .

Aux fréquences inférieures à f_r l'impédance est essentiellement définie par l'inductance propre et décroît proportionnellement à la fréquence. Aux fréquences supérieures à f_r , l'impédance est essentiellement déterminée par la capacité parasite et décroît donc lorsque la fréquence augmente.

Pour maintenir l'impédance supérieure à 800 Ω à une fréquence de 0,1 MHz, l'inductance propre doit être au moins de 1,3 mH et, avec une impédance minimale de 800 Ω à la fréquence de 300 MHz, la capacité ne peut excéder 0,65 pF.

Un solénoïde ayant ces caractéristiques *ne peut* être réalisé en pratique.

La capacité parallèle se révèle être environ cinq fois plus élevée.

4. Disposition d'un solénoïde à bande large

Afin de maintenir l'impédance élevée à des fréquences élevées, un second solénoïde ayant une inductance propre L_2 inférieure à celle de L_1 et une capacité parasite inférieure C_{p2} peuvent être placés en série avec le solénoïde à inductance propre élevée L_1 (voir figure 5a, page 18).

Les deux solénoïdes ont donc leur propre fréquence de résonance, f_{r1} pour le solénoïde 1 et f_{r2} pour le solénoïde 2 (voir figure 5b, page 18).

A une fréquence f_3 , le solénoïde 1 manifeste un comportement capacitif, tandis que le solénoïde 2 conserve sa réactance inductive. Cela se traduit par une résonance en série des deux inducteurs à la fréquence f_3 , et par conséquent l'impédance totale décroît considérablement, cela étant indiqué par la ligne discontinue de la figure 5b.

La résonance série devient moins prononcée en employant une résistance d'atténuation R_{p2} parallèle à L_2 qui réduit également l'amplitude de la résonance à la fréquence f_{r2} . Les deux effets sont reproduits par la ligne en pointillés de la figure 5b.

De bons résultats sont obtenus en utilisant des perles de ferrite enfilées sur le fil du solénoïde 1 jusqu'au condensateur C_B . Elles jouent les rôles de L_2 , C_{p2} et R_{p2} , car elles augmentent l'inductance propre de ce fil; mais elles entraînent aussi des affaiblissements ohmiques à des fréquences plus élevées.

If the impedances of two parallel solenoids may be presented as X_p in Figure 3, page 17, it may be calculated that with an internal impedance of the generator R_g and the receiver R_m of 60Ω , the insertion loss amounts to maximum 0.63 dB if X_p is minimum 400Ω .

This insertion loss of 0.63 dB is sufficiently low to be neglected.

The conclusion is that if the two solenoids of the buffer networks are identical, each solenoid must have an impedance of at least 800Ω over the whole considered frequency range from 0.1 MHz to 300 MHz.

3. Solenoid impedance as a function of the frequency

A typical example of a frequency resonance curve of a solenoid is shown in Figure 4a, page 17. The resonance frequency f_r is determined by the self inductance L_p of the solenoid and the parasitic capacitance C_p (see Figure 4b, page 17).

The peak response is determined by losses, presented as a resistor R_p parallel to L_p and C_p .

At frequencies lower than f_r , the impedance is mainly determined by the self-inductance and decreases with decreasing frequency. At frequencies higher than f_r the impedance is mainly determined by the parasitic capacitance and therefore decreases with increasing frequency.

In order to keep the impedance above 800Ω at a frequency of 0.1 MHz the self-inductance must be at least 1.3 mH and with a minimum impedance of 800Ω at a frequency of 300 MHz the capacitance may not exceed the value of 0.65 pF.

A solenoid having these properties *cannot* in practice be realized.

The parallel capacitance appears to be about five times higher.

4. A broadband solenoid arrangement

In order to keep the impedance high at high frequencies a second solenoid with self-inductance L_2 lower than that of L_1 and smaller parasitic capacitance C_{p2} may be placed in series with the solenoid of high self-inductance L_1 (see Figure 5a, page 18).

Both solenoids have now their own parallel resonance frequencies, solenoid 1 of f_{r1} and solenoid 2 of f_{r2} (see Figure 5b, page 18).

At a frequency f_3 solenoid 1 shows a capacitive behaviour while solenoid 2 still shows an inductive behaviour. This results in series resonance of the two inductors at frequency f_3 , and therefore the total impedance decreases considerably as indicated with the dashed line in Figure 5b.

The series resonance dip becomes less pronounced by applying a damping resistor R_{p2} parallel to L_2 , which also reduces the magnitude at frequency f_{r2} . Both effects are presented as a broken line in Figure 5b.

Good results are obtained by using ferrite beads laced on the wire from solenoid 1 to capacitor C_B . They play the roles of L_2 , C_{p2} and R_{p2} , because ferrite beads increase the self-inductance of the wire and introduce ohmic losses at v.h.f.

Si l'on utilise un assez grand nombre de perles, la courbe d'impédance totale de la figure 5b, page 18, peut dépasser $300\ \Omega$ dans la gamme des fréquences jusqu'à 300 MHz et au-delà.

5. Réalisation pratique

Le mandrin du solénoïde 1 est représenté à la figure 6, page 18.

Il est fabriqué à partir d'un tissu imprégné de résine synthétique, suffisamment solide.

Le solénoïde est constitué de sept segments de 25 spires en cinq couches de fil de cuivre de 3 mm de diamètre isolé par de l'émail.

Au centre du mandrin se trouvent trois tiges de ferrite de 200 mm de longueur et 10 mm de diamètre, en ferrite de Ni-Zn, $\mu_i = 300$.

L'inductance propre s'élève à 2,4 mH et $Q = 33$ à une fréquence de mesure de 45 kHz. La capacité parasite s'avère être d'environ 2,8 pF.

Quatorze perles de ferrite, de 8 mm de diamètre extérieur, de 3 mm de diamètre intérieur, de 10 mm de longueur, en ferrite de Ni-Zn, $\mu_i = 300$, sont enfilées sur le fil du solénoïde qui est relié au condensateur série C_B du réseau tampon (voir figure 7, page 19).

L'autre fil du solénoïde 1 est relié, par l'intermédiaire d'un condensateur de traversée de $0,5\ \mu\text{F}$, au boîtier métallique contenant le solénoïde et les condensateurs.

La distance entre le solénoïde et le boîtier métallique est en tous points d'au moins 60 mm afin de maintenir une capacité parasite C_{p1} aussi faible que possible. Pour la même raison, le solénoïde en forme de bobine est suspendu dans le boîtier métallique dans des feuilles de papier imprégnées de résine synthétique (voir figure 7).

Les courants à fréquences radioélectriques circulent dans un circuit de structure coaxiale.

Afin de maintenir l'affaiblissement d'insertion du réseau tampon aussi faible que possible en hautes fréquences, le condensateur série C_B de $0,1\ \mu\text{F}$ a été monté à l'intérieur d'un blindage métallique coaxial qui est relié aux écrans externes des câbles coaxiaux.

Les dimensions de ce blindage coaxial sont conçues de telle sorte que l'impédance caractéristique du condensateur série C_B à l'intérieur du blindage métallique coaxial soit sensiblement égale à l'impédance caractéristique des câbles coaxiaux.

Pour une impédance caractéristique de $60\ \Omega$, les dimensions du blindage métallique coaxial doivent faire 2,7 fois les dimensions externes des parties métalliques du condensateur série C_B .

L'affaiblissement d'insertion de 9 dB à 200 MHz, avant le montage du blindage métallique, pourra être réduit à 1 dB à 200 MHz, alors que 2 dB ont été obtenus à 650 MHz.

6. Influence du courant d'utilisation

Les propriétés radioélectriques du réseau tampon, mesurées dans le circuit de la figure 2, page 16, n'ont pas été influencées par des courants d'utilisation continus ou alternatifs jusqu'à 50 A dans la gamme de fréquences 50 kHz à 600 MHz.

If enough beads are applied, the whole impedance curve of Figure 5b, page 18, may be above $300\ \Omega$ in the frequency range to above 300 MHz.

5. Practical realization

The coil-form of solenoid 1 is drawn in Figure 6, page 18.

It is made from synthetic resin impregnated woven fabric of sufficient strength.

The solenoid consists of seven sections, each section of 25 turns in five layers of enamel insulated copper wire of 3 mm diameter.

Inside the centre of the coil-form are three ferrite bars of 200 mm length, 10 mm diameter of Ni-Zn ferrite with $\mu_i = 300$.

The self-inductance amounts to 2.4 mH and $Q = 33$ at a measuring frequency of 45 kHz. The parasitic capacitance proves to be about 2.8 pF.

Fourteen ferrite beads, 8 mm external diameter, 3 mm internal diameter, 10 mm length, Ni-Zn ferrite with $\mu_i = 300$, are laced on the wire of the solenoid which is connected to the series capacitor C_B of the buffer network (see Figure 7, page 19).

The other wire of solenoid 1 is connected via a lead-through capacitor of $0.5\ \mu\text{F}$ to the metal box in which the solenoid and capacitors are housed.

The distance between the solenoid and the metal box is at least 60 mm at all places to keep the parasitic capacitance C_{p1} as low as possible. For the same reason the solenoid coil-form is suspended in the metal box in synthetic resin impregnated paper plates (see Figure 7).

The radio-frequency currents flow in a coaxially constructed circuit.

In order to keep the insertion loss of the buffer network at high frequencies as low as possible, the series capacitor C_B of $0.1\ \mu\text{F}$ has been mounted inside a coaxial metal shield which is connected to the external screens of the coaxial cables.

The dimensions of this coaxial shield are designed such that the characteristic impedance of the series capacitor C_B inside the coaxial metal shield is about equal to the characteristic impedance of the coaxial cables.

For a characteristic impedance of $60\ \Omega$ the internal dimensions of the coaxial metal shield shall be made 2.7 times the external dimensions of the metal parts of the series capacitor C_B .

The insertion loss of 9 dB at 200 MHz before the metal shield was assembled, was reduced to 1 dB at 200 MHz while 2 dB was obtained at 650 MHz.

6. Influence of the load current

The radio-frequency properties of the buffer network, measured in the circuit of Figure 2, page 16, were not influenced by a.c. or d.c. load currents up to 50 A in the frequency range from 50 kHz to 600 MHz.