

**COMMISSION
ÉLECTROTECHNIQUE
INTERNATIONALE**

**CISPR
16-1-2**

**INTERNATIONAL
ELECTROTECHNICAL
COMMISSION**

**Edition 1.1
2004-06**

Edition 1:2003 consolidée par l'amendement 1:2004
Edition 1:2003 consolidated with amendment 1:2004

COMITÉ INTERNATIONAL SPÉCIAL DES PERTURBATIONS RADIOÉLECTRIQUES
INTERNATIONAL SPECIAL COMMITTEE ON RADIO INTERFERENCE

**Spécifications des méthodes et des appareils
de mesure des perturbations radioélectriques
et de l'immunité aux perturbations
radioélectriques –**

**Partie 1-2:
Appareils de mesure des perturbations radio-
électriques et de l'immunité aux perturbations
radioélectriques – Matériels auxiliaires –
Perturbations conduites**

**Specification for radio disturbance and immunity
measuring apparatus and methods –**

**Part 1-2:
Radio disturbance and immunity measuring
apparatus – Ancillary equipment –
Conducted disturbances**



Numéro de référence
Reference number
CISPR 16-1-2:2003+A1:2004

Numérotation des publications

Depuis le 1er janvier 1997, les publications de la CEI sont numérotées à partir de 60000. Ainsi, la CEI 34-1 devient la CEI 60034-1.

Editions consolidées

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

Informations supplémentaires sur les publications de la CEI

Le contenu technique des publications de la CEI est constamment revu par la CEI afin qu'il reflète l'état actuel de la technique. Des renseignements relatifs à cette publication, y compris sa validité, sont disponibles dans le Catalogue des publications de la CEI (voir ci-dessous) en plus des nouvelles éditions, amendements et corrigenda. Des informations sur les sujets à l'étude et l'avancement des travaux entrepris par le comité d'études qui a élaboré cette publication, ainsi que la liste des publications parues, sont également disponibles par l'intermédiaire de:

- **Site web de la CEI (www.iec.ch)**
- **Catalogue des publications de la CEI**

Le catalogue en ligne sur le site web de la CEI (www.iec.ch/searchpub) vous permet de faire des recherches en utilisant de nombreux critères, comprenant des recherches textuelles, par comité d'études ou date de publication. Des informations en ligne sont également disponibles sur les nouvelles publications, les publications remplacées ou retirées, ainsi que sur les corrigenda.

- **IEC Just Published**

Ce résumé des dernières publications parues (www.iec.ch/online_news/justpub) est aussi disponible par courrier électronique. Veuillez prendre contact avec le Service client (voir ci-dessous) pour plus d'informations.

- **Service clients**

Si vous avez des questions au sujet de cette publication ou avez besoin de renseignements supplémentaires, prenez contact avec le Service clients:

Email: custserv@iec.ch
Tél: +41 22 919 02 11
Fax: +41 22 919 03 00

Publication numbering

As from 1 January 1997 all IEC publications are issued with a designation in the 60000 series. For example, IEC 34-1 is now referred to as IEC 60034-1.

Consolidated editions

The IEC is now publishing consolidated versions of its publications. For example, edition numbers 1.0, 1.1 and 1.2 refer, respectively, to the base publication, the base publication incorporating amendment 1 and the base publication incorporating amendments 1 and 2.

Further information on IEC publications

The technical content of IEC publications is kept under constant review by the IEC, thus ensuring that the content reflects current technology. Information relating to this publication, including its validity, is available in the IEC Catalogue of publications (see below) in addition to new editions, amendments and corrigenda. Information on the subjects under consideration and work in progress undertaken by the technical committee which has prepared this publication, as well as the list of publications issued, is also available from the following:

- **IEC Web Site (www.iec.ch)**
- **Catalogue of IEC publications**

The on-line catalogue on the IEC web site (www.iec.ch/searchpub) enables you to search by a variety of criteria including text searches, technical committees and date of publication. Online information is also available on recently issued publications, withdrawn and replaced publications, as well as corrigenda.

- **IEC Just Published**

This summary of recently issued publications (www.iec.ch/online_news/justpub) is also available by email. Please contact the Customer Service Centre (see below) for further information.

- **Customer Service Centre**

If you have any questions regarding this publication or need further assistance, please contact the Customer Service Centre:

Email: custserv@iec.ch
Tel: +41 22 919 02 11
Fax: +41 22 919 03 00

COMMISSION
ÉLECTROTECHNIQUE
INTERNATIONALE

CISPR
16-1-2

INTERNATIONAL
ELECTROTECHNICAL
COMMISSION

Edition 1.1
2004-06

Edition 1:2003 consolidée par l'amendement 1:2004
Edition 1:2003 consolidated with amendment 1:2004

COMITÉ INTERNATIONAL SPÉCIAL DES PERTURBATIONS RADIOÉLECTRIQUES
INTERNATIONAL SPECIAL COMMITTEE ON RADIO INTERFERENCE

**Spécifications des méthodes et des appareils
de mesure des perturbations radioélectriques
et de l'immunité aux perturbations
radioélectriques –**

Partie 1-2:

**Appareils de mesure des perturbations radio-
électriques et de l'immunité aux perturbations
radioélectriques – Matériels auxiliaires –
Perturbations conduites**

**Specification for radio disturbance and immunity
measuring apparatus and methods –**

Part 1-2:

**Radio disturbance and immunity measuring
apparatus – Ancillary equipment –
Conducted disturbances**

© IEC 2004 Droits de reproduction réservés — Copyright - all rights reserved

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

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

International Electrotechnical Commission, 3, rue de Varembé, PO Box 131, CH-1211 Geneva 20, Switzerland
Telephone: +41 22 919 02 11 Telefax: +41 22 919 03 00 E-mail: inmail@iec.ch Web: www.iec.ch



Commission Electrotechnique Internationale
International Electrotechnical Commission
Международная Электротехническая Комиссия

CODE PRIX
PRICE CODE

XB

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

SOMMAIRE

AVANT-PROPOS	4
INTRODUCTION	8
TABLEAU RÉCAPITULATIF DES RÉFÉRENCES CROISÉES	10
1 Domaine d'application	12
2 Références normatives	12
3 Définitions	14
4 Réseaux fictifs	16
5 Sondes de courant et de tension	28
6 Boîtiers de couplage pour la mesure de l'immunité aux courants conduits	38
7 Dispositifs de couplage pour la mesure des lignes de signaux	40
8 Main artificielle et élément RC série	48
Annexe A (normative) Réseaux fictifs (article 4)	58
Annexe B (informative) Construction, gamme de fréquences et étalonnage des sondes de courant (article 5)	76
Annexe C (informative) Construction des boîtiers de couplage pour injection de courant dans la gamme de fréquences de 0,15 MHz à 30 MHz (article 6)	94
Annexe D (informative) Principe de fonctionnement et exemples de boîtiers de couplage pour les mesures d'immunité aux courants conduits (article 6)	106
Annexe E (normative) Exemple et mesure des paramètres de réseau fictif asymétrique (AAN)	114
Annexe F (normative) Exemple et mesure des paramètres du réseau fictif pour les câbles coaxiaux et autres câbles blindés	124
Annexe G (informative) Réalisation et évaluation de la sonde de tension à couplage capacitif (paragraphe 5.2.2)	128

CONTENTS

FOREWORD	5
INTRODUCTION	9
TABLE RECAPITULATING CROSS-REFERENCES	11
1 Scope.....	13
2 Normative references	13
3 Definitions	15
4 Artificial mains networks.....	17
5 Current and voltage probes	29
6 Coupling units for conducted current immunity measurement	39
7 Coupling devices for measuring signal lines	41
8 The artificial hand and series RC element	49
Annex A (normative) Artificial mains networks (clause 4)	59
Annex B (informative) Construction, frequency range, and calibration of current probes (clause 5)	77
Annex C (informative) Construction of the coupling units for current injection for the frequency range 0,15 MHz to 30 MHz (clause 6).....	95
Annex D (informative) Principle of operation and examples of coupling units for conducted current immunity measurements (clause 6).....	107
Annex E (normative) Example and measurement of the parameters of the asymmetric artificial network (AAN).....	115
Annex F (normative) Example and measurement of the parameters of the AN for coaxial and other screened cables.....	125
Annex G (informative) Construction and evaluation of capacitive voltage probe (subclause 5.2.2)	129

**COMMISSION ÉLECTROTECHNIQUE INTERNATIONALE
COMITÉ INTERNATIONAL SPÉCIAL DES PERTURBATIONS RADIOÉLECTRIQUES**

**SPÉCIFICATIONS DES MÉTHODES ET DES APPAREILS
DE MESURE DES PERTURBATIONS RADIOÉLECTRIQUES ET
DE L'IMMUNITÉ AUX PERTURBATIONS RADIOÉLECTRIQUES –**

**Partie 1-2: Appareils de mesure des perturbations radioélectriques
et de l'immunité aux perturbations radioélectriques –
Matériels auxiliaires – Perturbations conduites**

AVANT-PROPOS

- 1) La Commission Electrotechnique Internationale (CEI) est une organisation mondiale de normalisation composée de l'ensemble des comités électrotechniques nationaux (Comités nationaux de la CEI). La CEI a pour objet de favoriser la coopération internationale pour toutes les questions de normalisation dans les domaines de l'électricité et de l'électronique. A cet effet, la CEI – entre autres activités – publie des Normes internationales, des Spécifications techniques, des Rapports techniques, des Spécifications accessibles au public (PAS) et des Guides (ci-après dénommés "Publication(s) de la CEI"). Leur élaboration est confiée à des comités d'études, aux travaux desquels tout Comité national intéressé par le sujet traité peut participer. Les organisations internationales, gouvernementales et non gouvernementales, en liaison avec la CEI, participent également aux travaux. La CEI collabore étroitement avec l'Organisation Internationale de Normalisation (ISO), selon des conditions fixées par accord entre les deux organisations.
- 2) Les décisions ou accords officiels de la CEI concernant les questions techniques représentent, dans la mesure du possible, un accord international sur les sujets étudiés, étant donné que les Comités nationaux de la CEI intéressés sont représentés dans chaque comité d'études.
- 3) Les Publications de la CEI se présentent sous la forme de recommandations internationales et sont agréées comme telles par les Comités nationaux de la CEI. Tous les efforts raisonnables sont entrepris afin que la CEI s'assure de l'exactitude du contenu technique de ses publications; la CEI ne peut pas être tenue responsable de l'éventuelle mauvaise utilisation ou interprétation qui en est faite par un quelconque utilisateur final.
- 4) Dans le but d'encourager l'uniformité internationale, les Comités nationaux de la CEI s'engagent, dans toute la mesure possible, à appliquer de façon transparente les Publications de la CEI dans leurs publications nationales et régionales. Toutes divergences entre toutes Publications de la CEI et toutes publications nationales ou régionales correspondantes doivent être indiquées en termes clairs dans ces dernières.
- 5) La CEI n'a prévu aucune procédure de marquage valant indication d'approbation et n'engage pas sa responsabilité pour les équipements déclarés conformes à une de ses Publications.
- 6) Tous les utilisateurs doivent s'assurer qu'ils sont en possession de la dernière édition de cette publication.
- 7) Aucune responsabilité ne doit être imputée à la CEI, à ses administrateurs, employés, auxiliaires ou mandataires, y compris ses experts particuliers et les membres de ses comités d'études et des Comités nationaux de la CEI, pour tout préjudice causé en cas de dommages corporels et matériels, ou de tout autre dommage de quelque nature que ce soit, directe ou indirecte, ou pour supporter les coûts (y compris les frais de justice) et les dépenses découlant de la publication ou de l'utilisation de cette Publication de la CEI ou de toute autre Publication de la CEI, ou au crédit qui lui est accordé.
- 8) L'attention est attirée sur les références normatives citées dans cette publication. L'utilisation de publications référencées est obligatoire pour une application correcte de la présente publication.
- 9) L'attention est attirée sur le fait que certains des éléments de la présente Publication de la CEI peuvent faire l'objet de droits de propriété intellectuelle ou de droits analogues. La CEI ne saurait être tenue pour responsable de ne pas avoir identifié de tels droits de propriété et de ne pas avoir signalé leur existence.

La Norme internationale CISPR 16-1-2 a été établie par le sous-comité A du CISPR : Mesures des perturbations radioélectriques et méthodes statistiques.

La présente version consolidée du CISPR 16-1-2 est issue de la première édition (2003) et de son amendement 1 (2004) [documents CIS/A/503/FDIS et CIS/A/521/RVD].

**INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION
INTERNATIONAL SPECIAL COMMITTEE ON RADIO INTERFERENCE**

**SPECIFICATION FOR RADIO DISTURBANCE AND IMMUNITY
MEASURING APPARATUS AND METHODS –**

**Part 1-2: Radio disturbance and immunity measuring apparatus –
Ancillary equipment – Conducted disturbances**

FOREWORD

- 1) The International Electrotechnical Commission (IEC) is a worldwide organization for standardization comprising all national electrotechnical committees (IEC National Committees). The object of IEC is to promote international co-operation on all questions concerning standardization in the electrical and electronic fields. To this end and in addition to other activities, IEC publishes International Standards, Technical Specifications, Technical Reports, Publicly Available Specifications (PAS) and Guides (hereafter referred to as "IEC Publication(s)"). Their preparation is entrusted to technical committees; any IEC National Committee interested in the subject dealt with may participate in this preparatory work. International, governmental and non-governmental organizations liaising with the IEC also participate in this preparation. IEC collaborates closely with the International Organization for Standardization (ISO) in accordance with conditions determined by agreement between the two organizations.
- 2) The formal decisions or agreements of IEC on technical matters express, as nearly as possible, an international consensus of opinion on the relevant subjects since each technical committee has representation from all interested IEC National Committees.
- 3) IEC Publications have the form of recommendations for international use and are accepted by IEC National Committees in that sense. While all reasonable efforts are made to ensure that the technical content of IEC Publications is accurate, IEC cannot be held responsible for the way in which they are used or for any misinterpretation by any end user.
- 4) In order to promote international uniformity, IEC National Committees undertake to apply IEC Publications transparently to the maximum extent possible in their national and regional publications. Any divergence between any IEC Publication and the corresponding national or regional publication shall be clearly indicated in the latter.
- 5) IEC provides no marking procedure to indicate its approval and cannot be rendered responsible for any equipment declared to be in conformity with an IEC Publication.
- 6) All users should ensure that they have the latest edition of this publication.
- 7) No liability shall attach to IEC or its directors, employees, servants or agents including individual experts and members of its technical committees and IEC National Committees for any personal injury, property damage or other damage of any nature whatsoever, whether direct or indirect, or for costs (including legal fees) and expenses arising out of the publication, use of, or reliance upon, this IEC Publication or any other IEC Publications.
- 8) Attention is drawn to the Normative references cited in this publication. Use of the referenced publications is indispensable for the correct application of this publication.
- 9) Attention is drawn to the possibility that some of the elements of this IEC Publication may be the subject of patent rights. IEC shall not be held responsible for identifying any or all such patent rights.

International Standard CISPR 16-1-2 has been prepared by CISPR subcommittee A: Radio interference measurements and statistical methods.

This consolidated version of CISPR 16-1-2 is based on the first edition (2003) and its amendment 1 (2004) [documents CIS/A/503/FDIS and CIS/A/521/RVD].

Elle porte le numéro d'édition 1.1.

Une ligne verticale dans la marge indique où la publication de base a été modifiée par l'amendement 1.

Cette publication a été rédigée selon les Directives ISO/CEI, Partie 2.

Le comité a décidé que le contenu de la publication de base et de ses amendements 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.

It bears the edition number 1.1.

A vertical line in the margin shows where the base publication has been modified by amendment 1.

This publication has been drafted in accordance with the ISO/IEC Directives, Part 2.

The committee has decided that the contents of the base publication and its amendments 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.

INTRODUCTION

Les publications CISPR 16-1, CISPR 16-2, CISPR 16-3 et CISPR 16-4 ont été réorganisées en 14 parties, dans le but de pouvoir gérer plus facilement leur évolution et maintenance. Les nouvelles parties portent de nouveaux numéros. Voir la liste donnée ci-dessous.

Anciennes publications CISPR 16		Nouvelles publications CISPR 16	
CISPR 16-1	Appareils de mesure des perturbations radioélectriques et de l'immunité aux perturbations radioélectriques	CISPR 16-1-1	Appareils de mesure
		CISPR 16-1-2	Matériels auxiliaires – Perturbations conduites
		CISPR 16-1-3	Matériels auxiliaires – Puissance perturbatrice
		CISPR 16-1-4	Matériels auxiliaires – Perturbations rayonnées
		CISPR 16-1-5	Emplacements d'essai pour l'étalonnage des antennes de 30 MHz à 1 000 MHz
CISPR 16-2	Méthodes de mesure des perturbations et de l'immunité	CISPR 16-2-1	Mesures des perturbations conduites
		CISPR 16-2-2	Mesure de la puissance perturbatrice
		CISPR 16-2-3	Mesures des perturbations rayonnées
		CISPR 16-2-4	Mesures de l'immunité
CISPR 16-3	Rapports et recommandations du CISPR	CISPR 16-3	Rapports techniques du CISPR
		CISPR 16-4-1	Incertitudes dans les essais normalisés en CEM
		CISPR 16-4-2	Incertitudes de l'instrumentation de mesure
		CISPR 16-4-3	Considérations statistiques dans la détermination de la conformité CEM des produits fabriqués en grand nombre
CISPR 16-4	Incertitudes dans les mesures CEM	CISPR 16-4-4	Statistiques des plaintes pour le calcul des limites

Des informations plus spécifiques concernant la relation entre l' "ancienne" CISPR 16-1 et la "nouvelle" CISPR 16-1-2 sont données dans le tableau qui suit cette introduction (TABLEAU RÉCAPITULATIF DES RÉFÉRENCES CROISÉES).

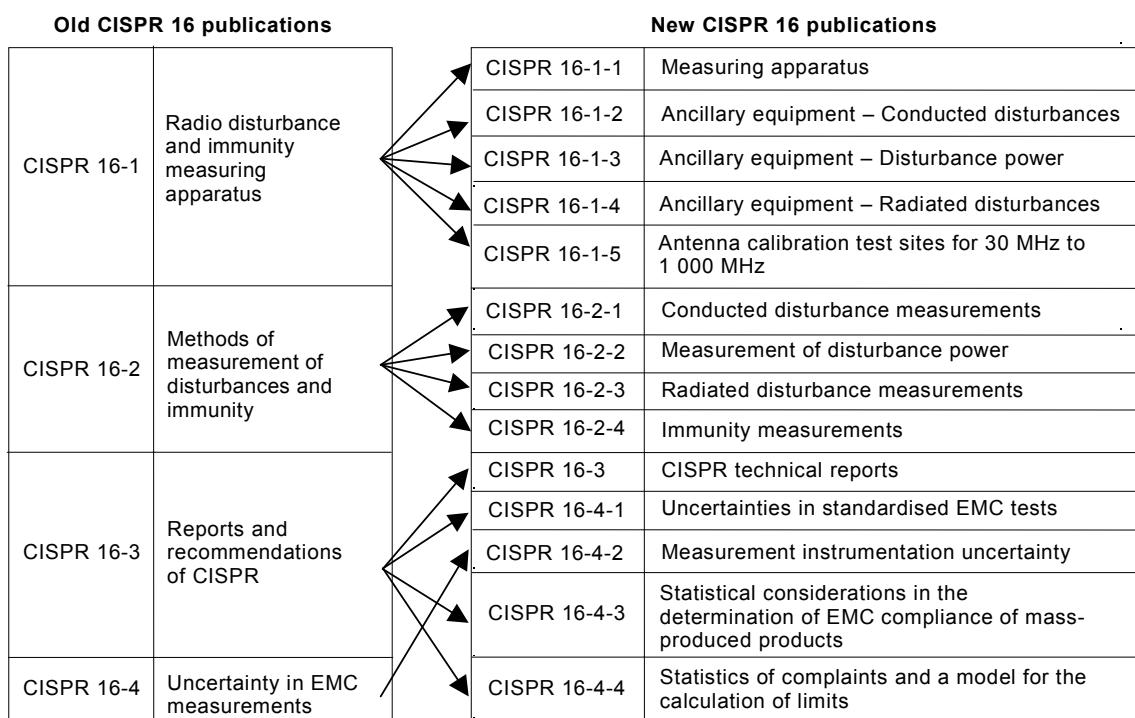
Les spécifications des appareils de mesure sont données dans les cinq nouvelles parties de la CISPR 16-1, alors que les méthodes de mesure des perturbations radioélectriques sont désormais couvertes par les quatre nouvelles parties de la CISPR 16-2. Différents rapports avec des informations sur le contexte du CISPR et sur les perturbations radioélectriques en général sont donnés dans la CISPR 16-3. La CISPR 16-4 contient des informations relatives aux incertitudes, aux statistiques et à la modélisation des limites.

La CISPR 16-1 est constituée des cinq parties suivantes, sous le titre général *Spécifications des méthodes et des appareils de mesure des perturbations radioélectriques et de l'immunité – Appareils de mesure des perturbations radioélectriques et de l'immunité aux perturbations radioélectriques:*

- Partie 1-1: Appareils de mesure,
- Partie 1-2: Matériels auxiliaires – Perturbations conduites,
- Partie 1-3: Matériels auxiliaires – Puissance perturbatrice,
- Partie 1-4: Matériels auxiliaires – Perturbations rayonnées,
- Partie 1-5: Emplacements d'essai pour l'étalonnage des antennes de 30 MHz à 1 000 MHz.

INTRODUCTION

CISPR 16-1, CISPR 16-2, CISPR 16-3 and CISPR 16-4 have been reorganised into 14 parts, to accommodate growth and easier maintenance. The new parts have also been renumbered. See the list given below.



More specific information on the relation between the ‘old’ CISPR 16-1 and the present ‘new’ CISPR 16-1-2 is given in the table after this introduction (TABLE RECAPITULATING CROSS REFERENCES).

Measurement instrumentation specifications are given in five new parts of CISPR 16-1, while the methods of measurement are covered now in four new parts of CISPR 16-2. Various reports with further information and background on CISPR and radio disturbances in general are given in CISPR 16-3. CISPR 16-4 contains information related to uncertainties, statistics and limit modelling.

CISPR 16-1 consists of the following parts, under the general title *Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods – Radio disturbance and immunity measuring apparatus*:

- Part 1-1: Measuring apparatus,
- Part 1-2: Ancillary equipment – Conducted disturbances,
- Part 1-3: Ancillary equipment – Disturbance power,
- Part 1-4: Ancillary equipment – Radiated disturbances,
- Part 1-5: Antenna calibration test sites for 30 MHz to 1 000 MHz.

TABLEAU RÉCAPITULATIF DES RÉFÉRENCES CROISÉES

Deuxième édition de la CISPR 16-1

Articles, paragraphes

2
3.8, ..., 3.10
3.20, .., 3.23

5.1
5.2
5.8
5.10
5.11

Annexes

F
I
M
N
Q
Z

Tableaux

18, 22

Figures

7, 8, 9, 23, 24
10, 20, 52, 53, 54
25, ..., 29
F.1
30, ..., 37
44, ..., 48
49, 50
Q.1, ..., Q.6

Première édition de la CISPR 16-1-2

Articles, paragraphes

2
3.1, ..., 3.3
3.4, ..., 3.7

4
5
6
7
8

Annexes

A
B
C
D
E
F

Tableaux

1, 2

Figures

1, 2, 3, 4, 5
6, 7, 8, 9, 10
A.1, ..., A.5
A.6
B.1, ..., B.8
C.1, ..., C.5
D.1, D.2
E.1, ..., E.6

TABLE RECAPITULATING CROSS-REFERENCES

Second edition of CISPR 16-1	First edition of CISPR 16-1-2
Clauses, subclauses	Clauses, subclauses
2	2
3.8, ..., 3.10	3.1, ..., 3.3
3.20, .., 3.23	3.4, ..., 3.7
5.1	4
5.2	5
5.8	6
5.10	7
5.11	8
Annexes	Annexes
F	A
I	B
M	C
N	D
Q	E
Z	F
Tables	Tables
18, 22	1, 2
Figures	Figures
7, 8, 9, 23, 24	1, 2, 3, 4, 5
10, 20, 52, 53, 54	6, 7, 8, 9, 10
25, ..., 29	A.1, ..., A.5
F.1	A.6
30, ..., 37	B.1, ..., B.8
44, ..., 48	C.1, ..., C.5
49, 50	D.1, D.2
Q.1, ..., Q.6	E.1, ..., E.6

SPÉCIFICATIONS DES MÉTHODES ET DES APPAREILS DE MESURE DES PERTURBATIONS RADIOÉLECTRIQUES ET DE L'IMMUNITÉ AUX PERTURBATIONS RADIOÉLECTRIQUES –

Partie 1-2: Appareils de mesure des perturbations radioélectriques et de l'immunité aux perturbations radioélectriques – Matériels auxiliaires – Perturbations conduites

1 Domaine d'application

La présente partie de la CISPR 16 est une norme fondamentale qui spécifie les caractéristiques et les performances des appareils de mesure de tensions et de courants radioélectriques perturbateurs dans la gamme de fréquences de 9 kHz à 1 GHz.

Elle comprend les spécifications pour les matériels auxiliaires suivants: réseaux fictifs, sondes de courant et de tension et boîtiers de couplage pour injection de courant sur les câbles.

Les exigences de cette publication doivent être satisfaites à toutes les fréquences et à tous niveaux de tension et de courant radioélectrique, dans les limites de la plage de lecture des appareils de mesure du CISPR.

Les méthodes de mesure sont traitées dans la partie 2, et des informations supplémentaires sur les perturbations radioélectriques sont données dans la partie 3 de la CISPR 16.

2 Références normatives

Les documents de référence suivants sont indispensables pour l'application du présent document. Pour les références datées, seule l'édition citée s'applique. Pour les références non datées, la dernière édition du document de référence s'applique (y compris les éventuels amendements).

CISPR 14-1:2000, *Compatibilité électromagnétique – Exigences pour les appareils électrodomestiques, outillages électriques et appareils analogues – Partie 1 : Émission*

CISPR 16-1-1:2003, *Spécifications des méthodes et des appareils de mesure des perturbations radioélectriques et de l'immunité – Partie 1-1: Appareils de mesure des perturbations radioélectriques et de l'immunité aux perturbations radioélectriques – Appareils de mesure*

CISPR 16-2-1:2003, *Spécifications des méthodes et des appareils de mesure des perturbations radioélectriques et de l'immunité – Partie 2-1: Méthodes de mesure des perturbations et de l'immunité – Mesures des perturbations conduites*

CISPR 16-3:2003, *Spécifications des méthodes et des appareils de mesure des perturbations radioélectriques et de l'immunité aux perturbations radioélectriques – Partie 3: Rapports techniques du CISPR*

CISPR 16-4-1:2003, *Spécifications des méthodes et des appareils de mesure des perturbations radioélectriques et de l'immunité – Partie 4-1: Incertitudes, statistiques et modélisation des limites – Incertitudes dans les essais normalisés en CEM*

CISPR 16-4-2:2003, *Spécifications des méthodes et des appareils de mesure des perturbations radioélectriques et de l'immunité – Partie 4-2: Incertitudes, statistiques et modélisation des limites – Incertitudes de l'instrumentation de mesure*

CEI 60050(161):1990, *Vocabulaire Electrotechnique International (VEI) – Chapitre 161: Compatibilité électromagnétique*

Vocabulaire international des termes fondamentaux et généraux en métrologie, Organisation Internationale de Normalisation, Genève, seconde édition, 1993

SPECIFICATION FOR RADIO DISTURBANCE AND IMMUNITY MEASURING APPARATUS AND METHODS –

Part 1-2: Radio disturbance and immunity measuring apparatus – Ancillary equipment – Conducted disturbances

1 Scope

This part of CISPR 16 is designated a basic standard, which specifies the characteristics and performance of equipment for the measurement of radio disturbance voltages and currents in the frequency range 9 kHz to 1 GHz.

Specifications for ancillary apparatus are included for: artificial mains networks, current and voltage probes and coupling units for current injection on cables.

The requirements of this publication shall be complied with at all frequencies and for all levels of radio disturbance voltages and currents within the CISPR indicating range of the measuring equipment.

Methods of measurement are covered in Part 2, and further information on radio disturbance is given in Part 3 of CISPR 16.

2 Normative references

The following referenced documents are indispensable for the application of this document. For dated references, only the edition cited applies. For undated references, the latest edition of the referenced document (including any amendments) applies.

CISPR 14-1:2000, *Electromagnetic compatibility – Requirements for household appliances, electric tools and similar apparatus – Part 1: Emission*

CISPR 16-1-1:2003, *Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods – Part 1-1: Radio disturbance and immunity measuring apparatus – Measuring apparatus*

CISPR 16-2-1:2003, *Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods – Part 2-1: Methods of measurement of immunity and disturbance – Conducted disturbance measurements*

CISPR 16-3:2003, *Specification for radio disturbance and Immunity measuring apparatus and methods – Part 3: CISPR Technical reports*

CISPR 16-4-1:2003, *Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods – Part 4-1: Uncertainties, statistics and limit modelling – Uncertainties in standardized EMC tests*

CISPR 16-4-2:2003, *Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods – Part 4-2: Uncertainties, statistics and limit modelling – Measurement instrumentation uncertainties*

IEC 60050(161):1990, *International Electrotechnical Vocabulary (IEV) – Chapter 161: Electromagnetic compatibility*

International Vocabulary of Basic and General Terms in Metrology, International Organization for Standardization, Geneva, 2nd edition, 1993

3 Définitions

Pour les besoins de la présente partie du CISPR 16, les définitions suivantes sont applicables. Voir également les définitions de la CEI 60050(161).

3.1

tension symétrique

dans un circuit bifilaire, tel qu'une alimentation monophasée, la tension symétrique est la tension de perturbation radioélectrique apparaissant entre les deux fils. Cette tension est quelquefois appelée tension de mode différentiel. Si V_a est la tension vectorielle entre une des bornes d'alimentation et la terre et V_b la tension vectorielle entre l'autre borne d'alimentation et la terre, la tension symétrique est la différence vectorielle ($V_a - V_b$).

3.2

tension asymétrique

la tension asymétrique est la tension de perturbation radioélectrique apparaissant entre le point milieu électrique des bornes d'alimentation et la terre. Cette tension est quelquefois appelée tension de mode commun. Elle est égale à la moitié de la somme vectorielle de V_a et V_b , c'est-à-dire, $(V_a + V_b)/2$

3.3

tension non symétrique

amplitude de la tension vectorielle, V_a ou V_b définie en 3.1 et 3.2. C'est la tension mesurée en utilisant un réseau fictif en Y

3.4

réseau fictif asymétrique (AAN)

réseau utilisé pour mesurer (ou injecter) des tensions asymétriques (mode commun) sur des lignes de signal symétrique non blindées (par exemple télécommunication) tout en rejetant le signal symétrique (mode différentiel).

NOTE : Le terme "réseau en Y" est un synonyme de réseau fictif asymétrique (AAN).

3.5

réseau de stabilisation d'impédance (RSI)

généralement un réseau fictif qui fournit une impédance stabilisée à l'appareil en essai; souvent utilisé (par exemple dans la CISPR 22) comme un synonyme de réseau fictif asymétrique (AAN)

3.6

réseau de couplage / découplage (CDN)

réseau fictif pour la mesure ou l'injection de signaux sur un circuit tout en évitant que des signaux soient mesurés ou injectés dans un autre circuit

3.7

affaiblissement de conversion longitudinale (ACL)

pour un réseau à un ou à deux accès, une mesure (rapport en dB) du degré du signal transversal non désiré (mode symétrique) qui apparaît aux bornes de ce réseau, du fait de la présence d'un signal longitudinal (mode asymétrique) sur les fils de connexion (définition provenant de la Recommandation O.9 de l'UIT-T¹)

¹⁾ Recommandation UIT-T O.9, *Montages pour la mesure du degré de dissymétrie par rapport à la terre.*

3 Definitions

For the purpose of this part of CISPR 16, the following definitions apply. Also see IEC 60050(161).

3.1

symmetric voltage

in a two-wire circuit, such as a single-phase mains supply, the symmetric voltage is the radio-frequency disturbance voltage appearing between the two wires. This is sometimes called the differential mode voltage. If V_a is the vector voltage between one of the mains terminals and earth and V_b is the vector voltage between the other mains terminal and earth, the symmetric voltage is the vector difference ($V_a - V_b$)

3.2

asymmetric voltage

the asymmetric voltage is the radio-frequency disturbance voltage appearing between the electrical mid-point of the mains terminals and earth. It is sometimes called the common mode voltage and is half the vector sum of V_a and V_b , i.e., $(V_a + V_b)/2$

3.3

unsymmetric voltage

the amplitude of the vector voltage, V_a or V_b defined in 3.1 and 3.2. This is the voltage measured by the use of an artificial mains V-network

3.4

asymmetric artificial network (AAN)

network used to measure (or inject) asymmetric (common mode) voltages on unshielded symmetric signal (e.g. telecommunication) lines while rejecting the symmetric (differential mode) signal

NOTE The term "Y-network" is a synonym for AAN.

3.5

impedance stabilization network (ISN)

generally an artificial network that provides a stabilized impedance to the EUT; often (e.g. in CISPR 22) used as a synonym for AAN

3.6

coupling/decoupling network (CDN)

artificial network for the measurement or injection of signals on one circuit while preventing signals from being measured or injected on another circuit

3.7

longitudinal conversion loss (LCL)

in a one- or two-port network, a measure (a ratio expressed in dB) of the degree of unwanted transverse (symmetric mode) signal produced at the terminals of the network due to the presence of a longitudinal (asymmetric mode) signal on the connecting leads
(definition from ITU-T Recommendation O.9¹⁾)

1) ITU-T Recommendation O.9, *Measuring arrangements to assess the degree of unbalance about earth*.

4 Réseaux fictifs

Un réseau fictif est nécessaire pour fournir une impédance RF définie aux bornes de l'appareil en cours d'essai, pour isoler le circuit d'essai des signaux RF indésirables issus du réseau d'alimentation basse tension, et pour délivrer la tension perturbatrice au récepteur de mesure.

Il existe deux types principaux de réseaux fictifs, le réseau en V qui délivre des tensions non symétriques, et le réseau en delta qui délivre les tensions symétriques et asymétriques séparément.

Il y a trois bornes pour chaque type de conducteur d'alimentation: la borne permettant le branchement au réseau basse tension, la borne appareil permettant le branchement à l'appareil en essai, et la borne de sortie de perturbation pour le branchement à l'appareil de mesure.

NOTE Des exemples de circuit de réseaux fictifs sont donnés à l'annexe A.

4.1 Impédance du réseau

L'impédance d'un réseau fictif est la valeur de l'impédance par rapport à la terre de référence, mesurée sur une borne appareil lorsque la borne de sortie de perturbation correspondante est chargée par $50\ \Omega$.

L'impédance aux bornes appareil d'un réseau fictif définit l'impédance de charge présentée à l'appareil en essai. Pour cette raison, lorsqu'une borne de sortie perturbation n'est pas raccordée au récepteur de mesure, elle doit être chargée par $50\ \Omega$.

L'impédance de chaque conducteur d'alimentation d'un réseau doit être conforme à 4.2, 4.3, 4.4, 4.5 ou 4.6 selon le cas, pour toutes valeurs d'impédance externe, y compris un court-circuit ou lorsque le filtre RF décrit en 4.7, est branché entre la borne alimentation correspondante et la terre de référence. Cette exigence doit être remplie à toutes les températures que le réseau peut atteindre dans des conditions normales, pour des courants permanents jusqu'aux valeurs maximales spécifiées. Cette exigence doit également être remplie pour les courants de crête jusqu'aux valeurs maximales spécifiées.

4.2 Réseaux fictifs en V $50\ \Omega/50\ \mu\text{H} + 5\ \Omega$ (utilisable dans la gamme de fréquences de 9 kHz à 150 kHz)

Le réseau doit présenter la caractéristique impédance/fréquence indiquée en figure 1a, dans la gamme de fréquences concernée. Une tolérance de $\pm 20\%$ est autorisée.

NOTE Ce réseau peut être construit de telle manière qu'il puisse satisfaire aux exigences d'impédance combinées du présent paragraphe et de 4.3.

4.3 Réseau fictif en V $50\ \Omega/50\ \mu\text{H}$ (utilisable dans la gamme de fréquences de 0,15 MHz à 30 MHz)

Le réseau doit présenter la caractéristique impédance/fréquence indiquée en figure 1b, dans la gamme de fréquences concernée. Une tolérance de $\pm 20\%$ est autorisée.

NOTE Le réseau fictif en V $50\ \Omega/50\ \mu\text{H} + 5\ \Omega$ donné en 4.2 peut également remplir la condition d'impédance du présent paragraphe.

4.4 Réseau fictif en V $50\ \Omega/5\ \mu\text{H} + 1\ \Omega$ (utilisable dans la gamme de fréquences de 150 kHz à 100 MHz)

Le réseau doit présenter la caractéristique impédance/fréquence indiquée en figure 2. Une tolérance de $\pm 20\%$ est autorisée.

4 Artificial mains networks

An artificial mains network is required to provide a defined impedance at radio frequencies at the terminals of the equipment under test, to isolate the test circuit from unwanted radio-frequency signals on the supply mains, and to couple the disturbance voltage to the measuring receiver.

There are two basic types of artificial mains networks, the V-network which couples the unsymmetric voltages, and the delta-network which couples the symmetric and the asymmetric voltages separately.

For each mains conductor, there are three terminals: the mains terminal for connection to the supply mains, the equipment terminal for connection to the equipment under test, and the disturbance output terminal for connection to the measuring equipment.

NOTE Examples of circuits of artificial mains networks are given in annex A.

4.1 Network impedance

The impedance of an artificial mains network is the magnitude of the impedance with respect to reference earth measured at an equipment terminal when the corresponding disturbance output terminal is terminated with $50\ \Omega$.

The impedance at the equipment terminals of the artificial mains network defines the termination impedance presented to the equipment under test. For this reason, when a disturbance output terminal is not connected to the measuring receiver, it shall be terminated by $50\ \Omega$.

The impedance of each of the mains conductors of the network shall comply with 4.2, 4.3, 4.4, 4.5 or 4.6 as appropriate, for any value of external impedance, including a short circuit or the RF filter described in 4.7, connected between the corresponding mains terminal and reference earth. This requirement shall be met at all temperatures which the network may reach under normal conditions for continuous currents up to the specified maximum. The requirement shall also be met for peak currents up to the specified maximum.

4.2 $50\ \Omega/50\ \mu\text{H} + 5\ \Omega$ artificial mains V-network (for use in the frequency range 9 kHz to 150 kHz)

The network shall have the impedance versus frequency characteristic shown in figure 1a in the relevant frequency range. A tolerance of $\pm 20\%$ is permitted.

NOTE This network may be constructed such that it can meet the combined impedance requirements of this subclause and 4.3.

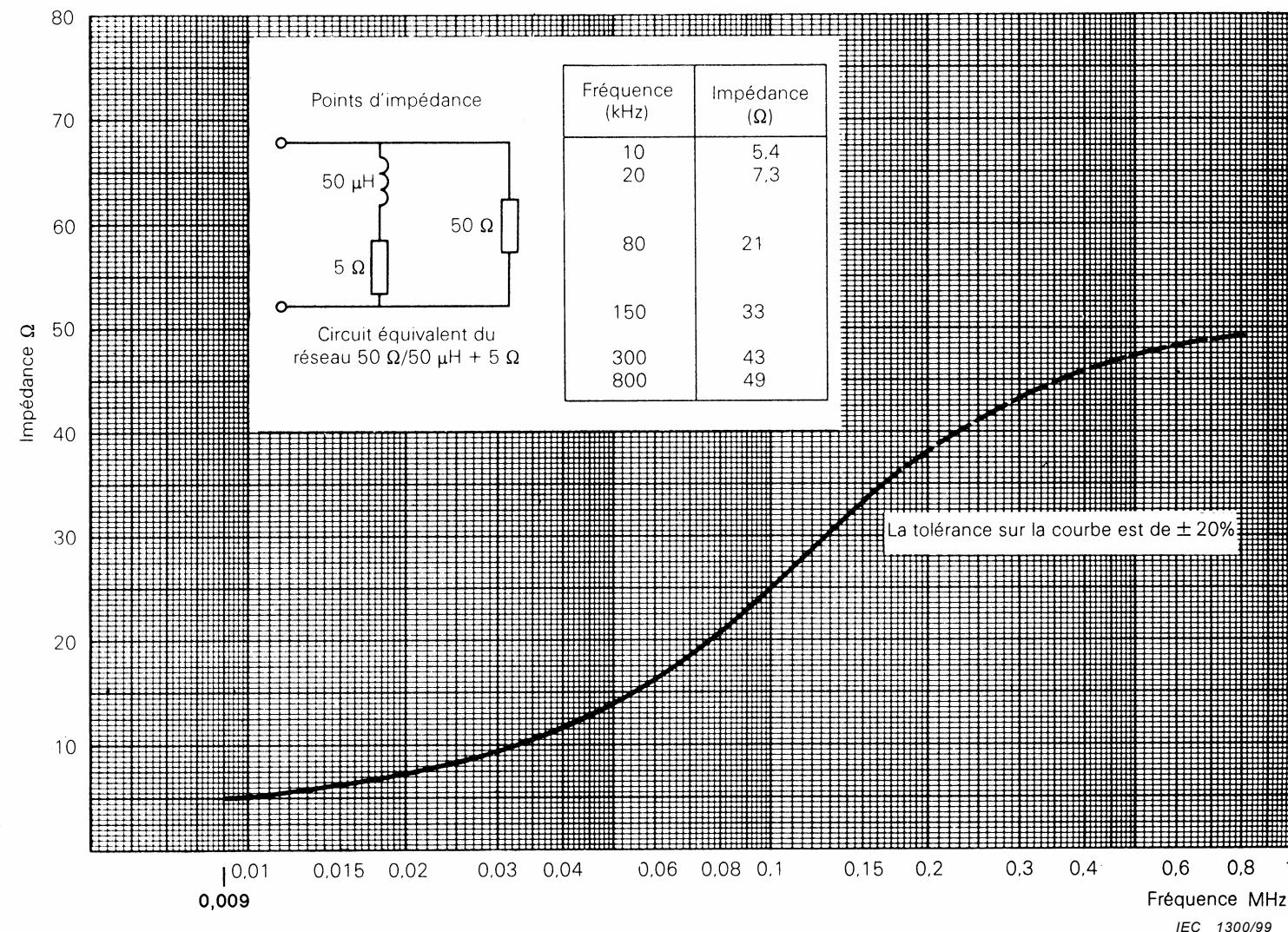
4.3 $50\ \Omega/50\ \mu\text{H}$ artificial mains V-network (for use in the frequency range 0,15 MHz to 30 MHz)

The network shall have the impedance versus frequency characteristic shown in figure 1b in the relevant frequency range. A tolerance of $\pm 20\%$ is permitted.

NOTE The $50\ \Omega/50\ \mu\text{H} + 5\ \Omega$ artificial mains V-network of 4.2 may also meet the impedance requirement of this subclause.

4.4 $50\ \Omega/5\ \mu\text{H} + 1\ \Omega$ artificial mains V-network (for use in the frequency range 150 kHz to 100 MHz)

The network shall have the impedance versus frequency characteristic shown in figure 2. A tolerance of $\pm 20\%$ is permitted.



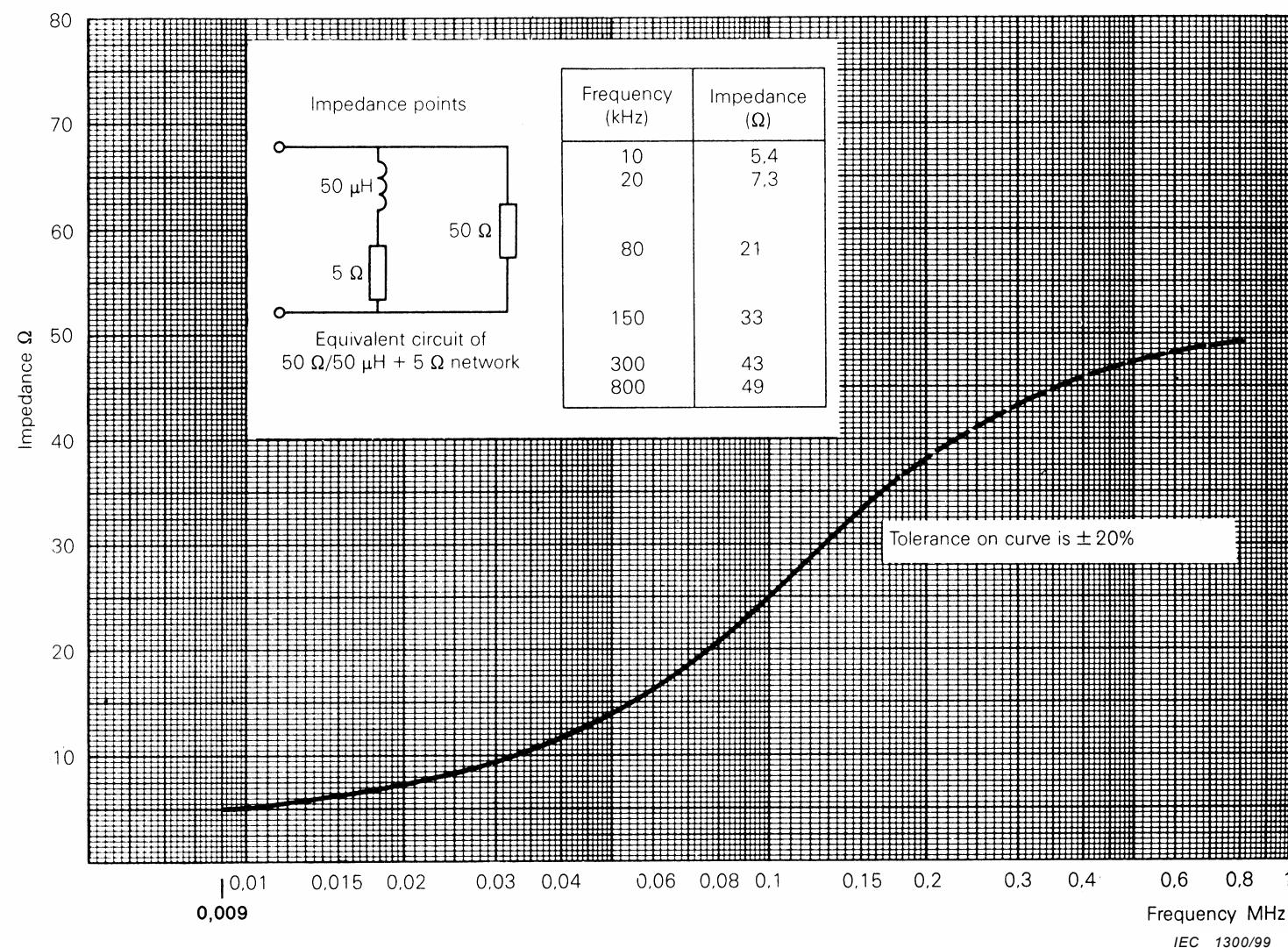


Figure 1a – Impedance of artificial mains network for band A (see 4.2)

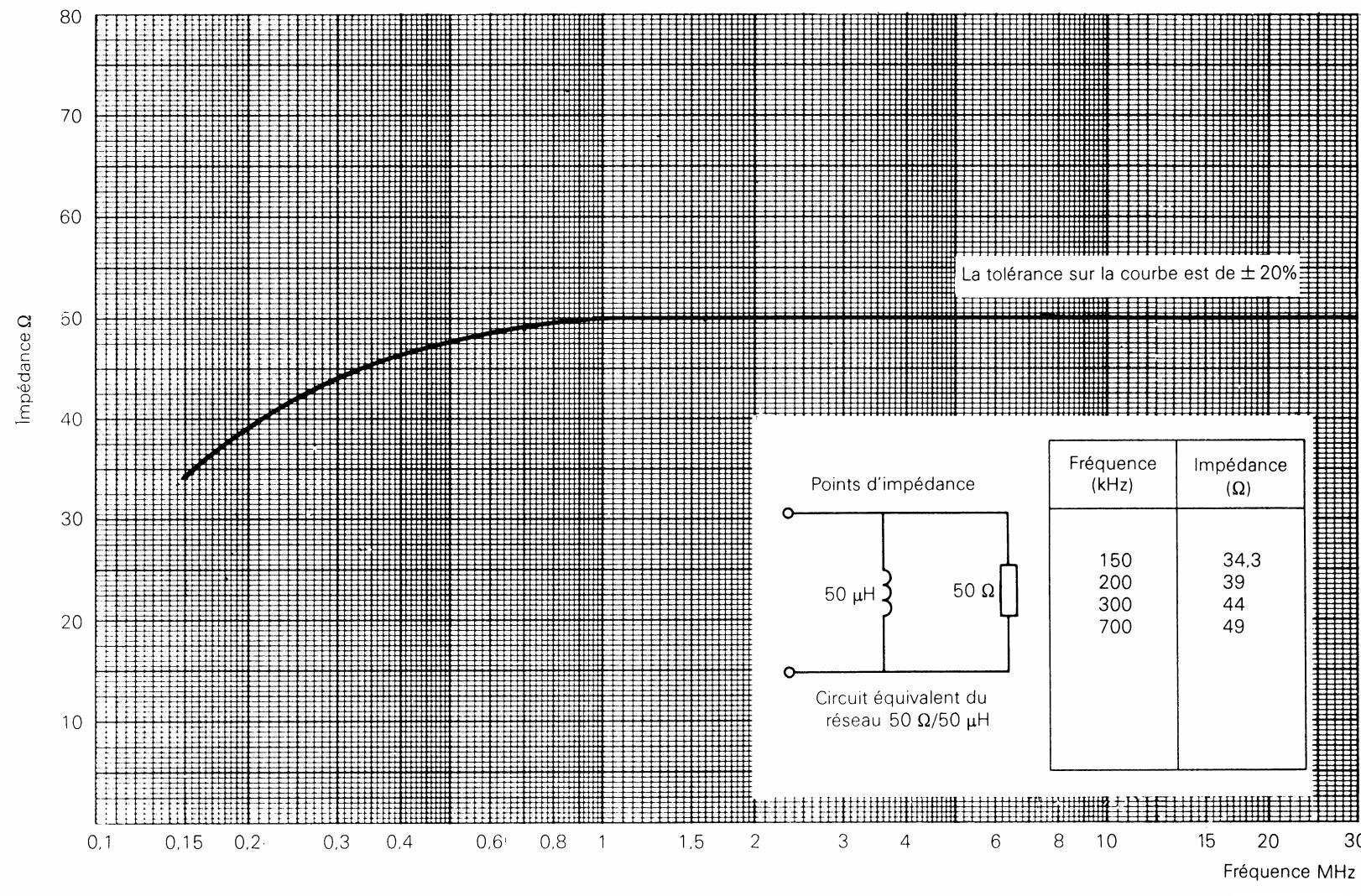


Figure 1b – Impédance du réseau fictif pour la bande B (voir 4.3)

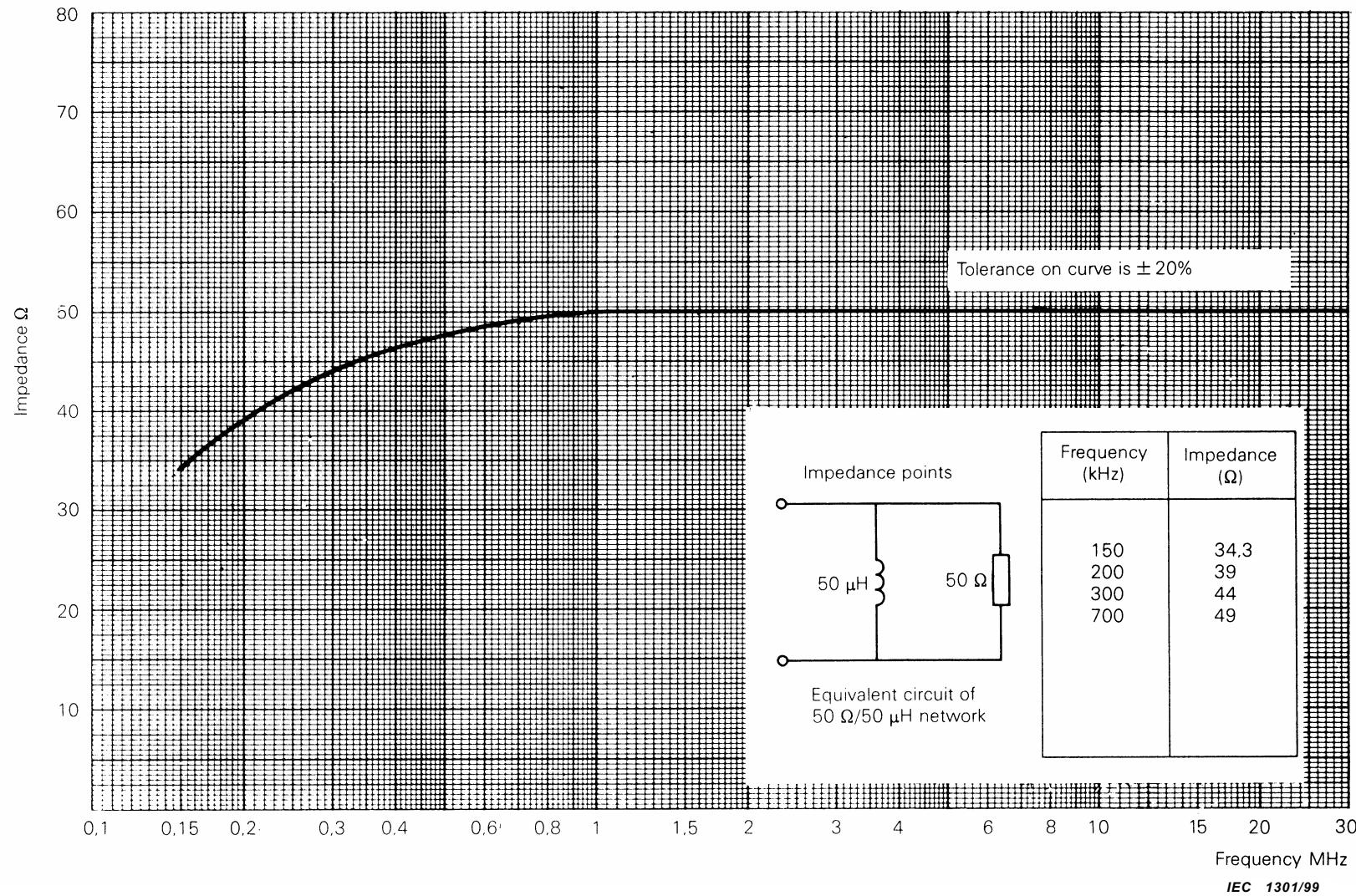


Figure 1b – Impedance of artificial mains network for band B (see 4.3)

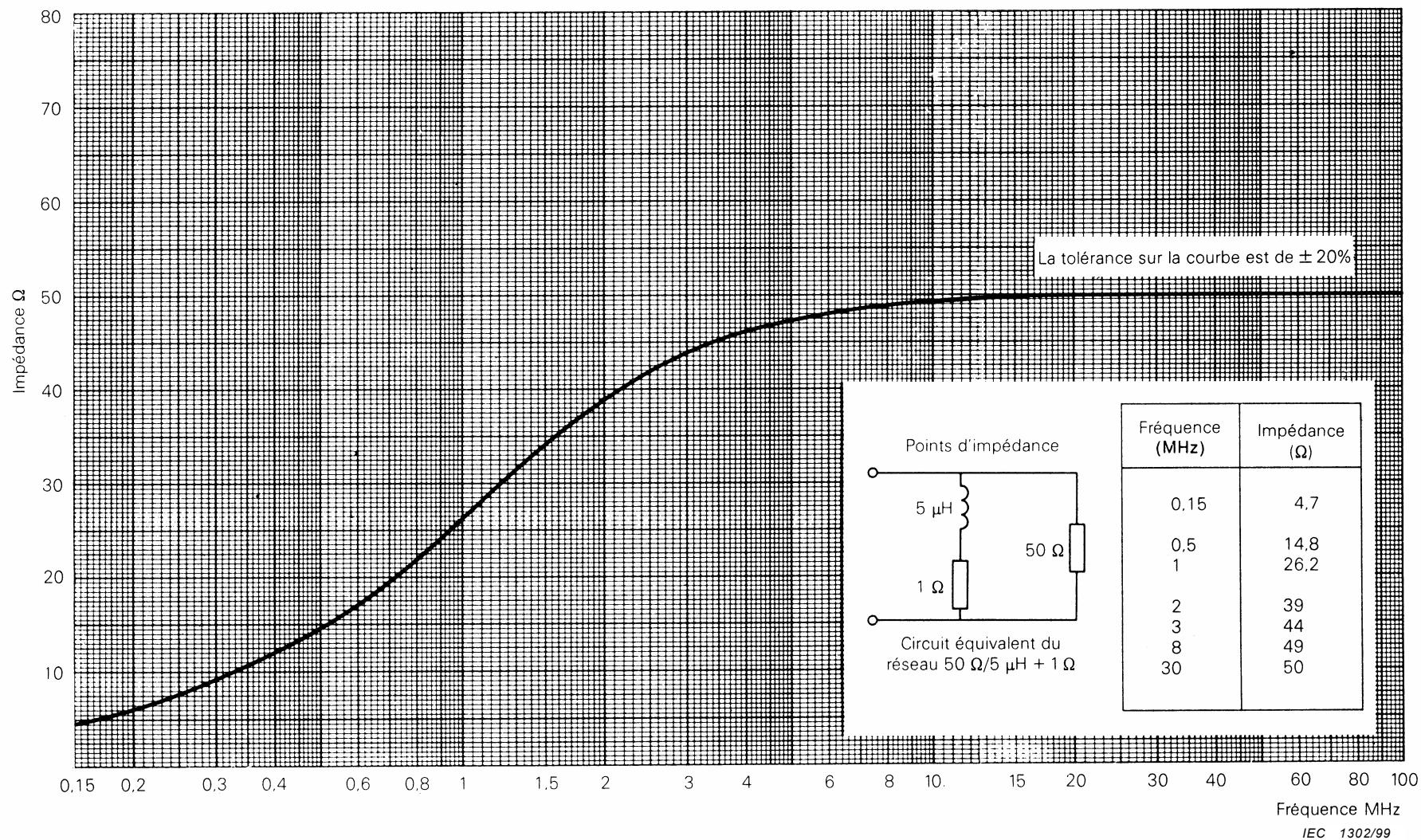


Figure 2 – Impédance du réseau fictif pour la bande B, 0,15 MHz à 30 MHz, ou la bande C, 30 MHz à 100 MHz (voir 4.4)

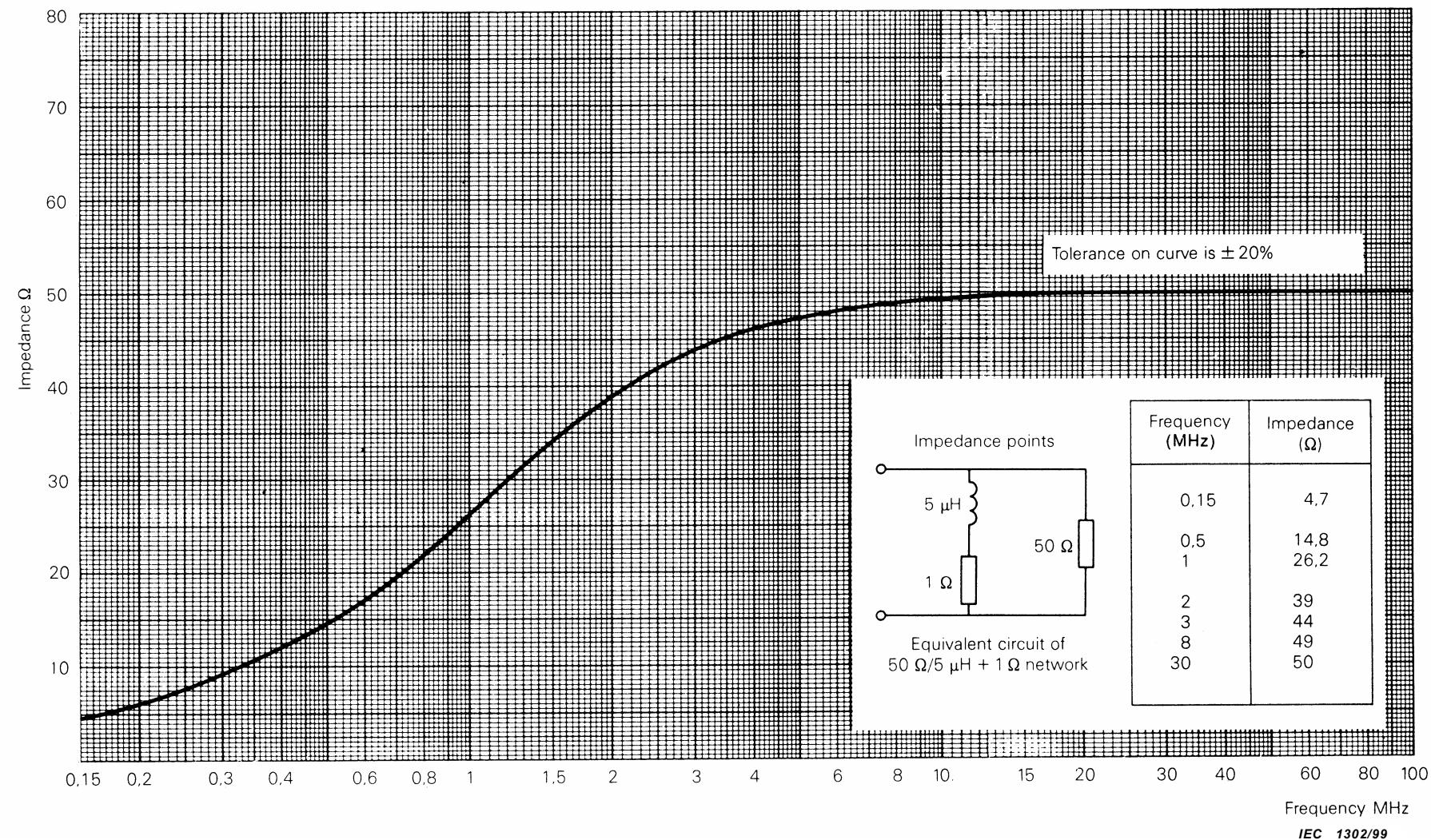


Figure 2 – Impedance of artificial mains network for band B, 0,15 MHz to 30 MHz or band C, 30 MHz to 100 MHz (see 4.4)

4.5 Réseau fictif en V 150Ω (utilisable dans la gamme de fréquences de 150 kHz à 30 MHz)

Le réseau doit présenter une impédance de valeur $150 \pm 20 \Omega$ avec un angle de phase ne dépassant pas 20° .

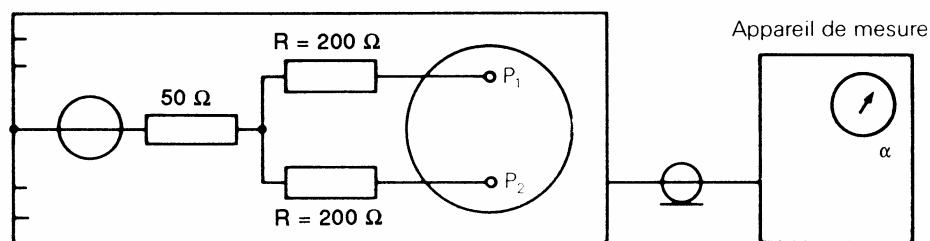
4.6 Réseau fictif en delta 150Ω (utilisable dans la gamme de fréquences de 150 kHz à 30 MHz)

Le réseau doit présenter une impédance de valeur $150 \pm 20 \Omega$ avec un angle de phase ne dépassant pas 20° , entre les deux bornes appareil et entre les deux bornes appareil réunies et la terre de référence.

Pour la mesure de la tension symétrique, un transformateur blindé et symétrique est nécessaire. Pour éviter une modification importante de l'impédance du réseau, l'impédance d'entrée du transformateur ne doit pas être inférieure à $1\,000 \Omega$ à toutes les fréquences concernées. La tension mesurée par le récepteur de mesure dépend des valeurs des composants du réseau et du rapport du transformateur. Le réseau doit être étalonné.

4.6.1 Symétrie d'un réseau fictif en delta de 150Ω

La symétrie du système comprenant le réseau et le récepteur de mesure connecté au réseau par l'intermédiaire du transformateur doit être telle que la mesure de la tension symétrique ne soit pas affectée de manière significative par la présence d'une tension asymétrique. La symétrie doit être mesurée à l'aide du circuit donné en figure 3.



R sont les résistances de 200Ω égales à 1 % près

P₁ P₂ sont les bornes de réseau pour le raccordement de l'appareil

IEC 1303/99

Figure 3 – Méthode de vérification de la symétrie du montage pour la mesure des tensions symétriques

Une tension U_a est injectée à partir d'un générateur d'impédance interne égale à 50Ω , entre la terre de référence et le point milieu de deux résistances de $200 \Omega \pm 1\%$. L'autre extrémité de ces résistances est raccordée aux bornes appareil du réseau fictif.

La tension U_s est mesurée en position mesure de tension symétrique. Le rapport U_a/U_s doit être supérieur à 20:1 (soit 26 dB).

4.5 150 Ω artificial mains V-network (for use in the frequency range 150 kHz to 30 MHz)

The network shall have an impedance of magnitude $150 \pm 20 \Omega$ with a phase angle not exceeding 20° .

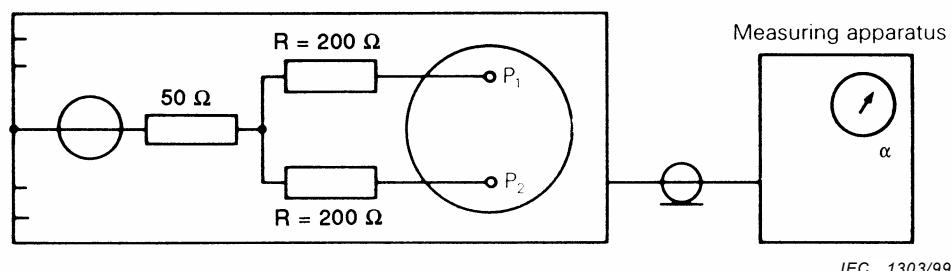
4.6 150 Ω artificial mains delta-network (for use in the frequency range 150 kHz to 30 MHz)

The network shall have an impedance of magnitude $150 \pm 20 \Omega$ with a phase angle not exceeding 20° , both between the equipment terminals and between the two equipment terminals joined together and reference earth.

For the measurement of the symmetric voltage, a screened and balanced transformer is required. To avoid appreciable modification of the impedance of the network, the input impedance of the transformer shall be not less than $1\,000 \Omega$ at all frequencies concerned. The voltage measured by the measuring receiver depends on the network component values and the transformer ratio. The network shall be calibrated.

4.6.1 Balance of the 150 Ω artificial mains delta-network

The balance of the system comprising the network and the measuring receiver connected thereto via the transformer shall be such that the measurement of symmetric voltage shall be substantially unaffected by the presence of an asymmetric voltage. The balance shall be measured using the circuit shown in figure 3.



R are the resistors of 200Ω equal to each other within 1 %

P_1, P_2 are the terminals of network for connection of device

Figure 3 – Method for checking the balance of the arrangement for the measurement of symmetrical voltages

A voltage U_a is injected from a generator having an internal impedance of 50Ω , between reference earth and the common point of two resistors each $200 \Omega \pm 1\%$. The other end of these resistors is connected to the equipment terminals of the artificial mains network.

A voltage U_s is measured in the position for symmetric voltage measurement. The ratio U_a/U_s shall be greater than 20:1 (26 dB).

4.7 Découplage

Pour s'assurer, à toutes les fréquences d'essai, que des signaux parasites existant sur le réseau d'alimentation basse tension n'affectent pas la mesure, un filtre passe-bas RF supplémentaire peut être nécessaire; il est alors inséré entre le réseau fictif et le réseau d'alimentation. Ce filtre étant inséré, les conditions d'impédance données en 4.2, 4.3, 4.4, 4.5 et 4.6 doivent être remplies. Les composants de ce filtre doivent être enfermés dans un blindage métallique directement raccordé à la terre de référence du système de mesure.

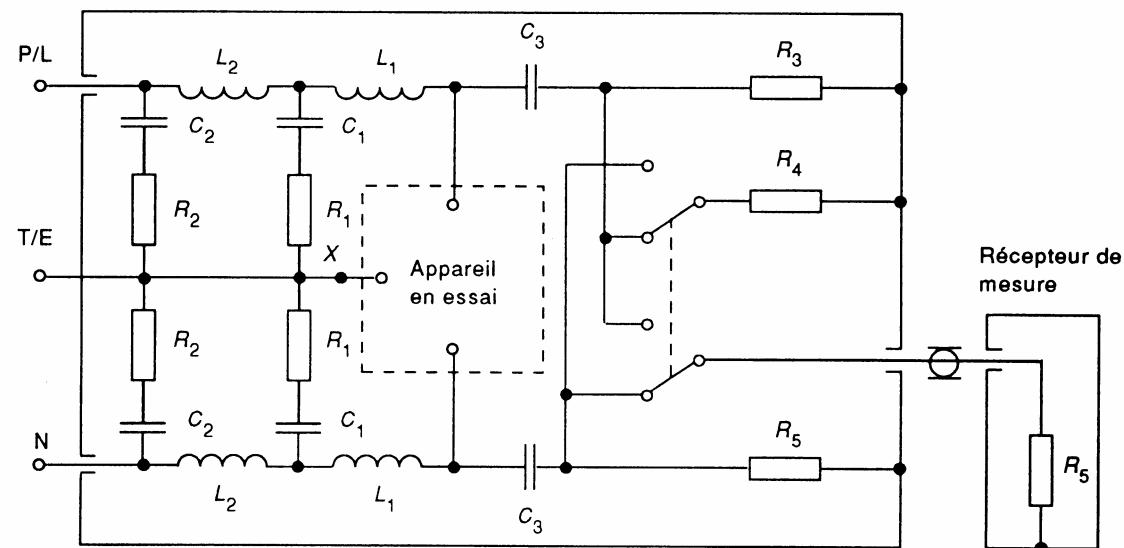
4.8 Courants maximaux et chute de tension série

Les courants permanents maximaux et le courant de crête maximal doivent être spécifiés. La tension appliquée à l'appareil en essai lors du passage de courants permanents jusqu'aux valeurs maximales ne doit pas être inférieure à 95 % de la tension d'alimentation aux bornes alimentation du réseau fictif.

4.9 Prise de terre de référence modifiée

La mesure de certains types d'appareil peut nécessiter l'insertion d'une impédance dans le conducteur de terre de référence dans les réseaux fictifs donnés en 4.2 et 4.3, en raison des conditions requises par les publications relatives à ces appareils. Cette impédance est insérée au point repéré X sur le conducteur de terre de référence dans les figures 4 et 5. L'impédance à insérer est soit une inductance de 1,6 mH, soit une impédance conforme aux exigences de 4.2 ou 4.3, selon la gamme de fréquences.

NOTE Pour des raisons de sécurité, la résistance de 5Ω mentionnée en 4.2 peut être omise.



**Figure 4 – Exemple de réseau en V 50 Ω/50 µH + 5 Ω
(voir 4.2 et article A.2)**

4.7 Isolation

To ensure that at any test frequency unwanted signals existing on the supply mains do not affect the measurement, an additional RF low-pass filter may be required, inserted between the artificial mains network and the supply mains. With this filter inserted, the impedance requirements given in 4.2, 4.3, 4.4, 4.5, and 4.6 shall be met. The components forming this filter shall be enclosed in a metallic screen directly connected to the reference earth of the measuring system.

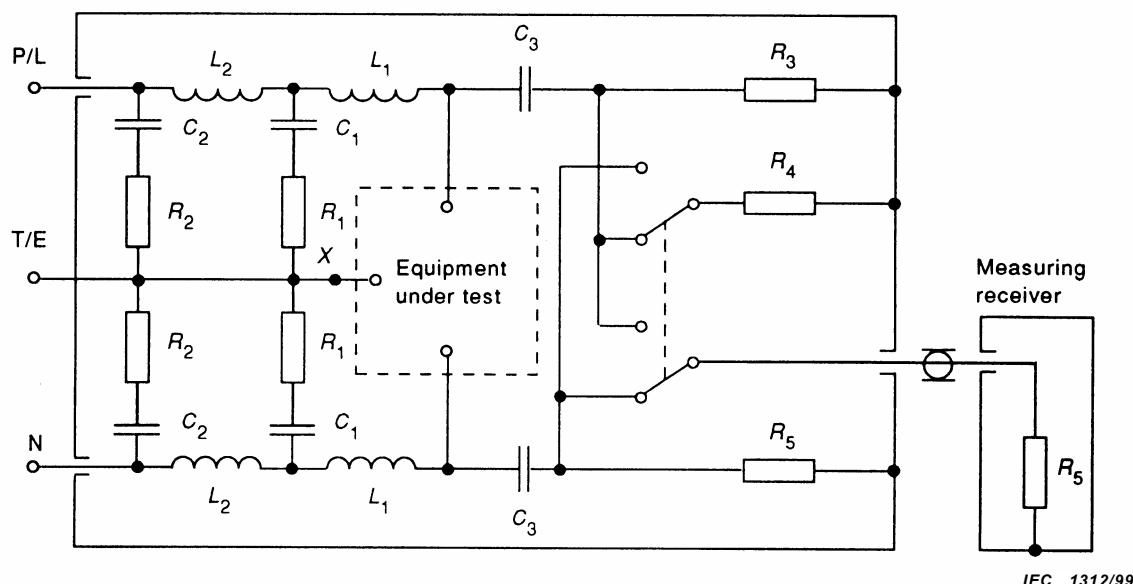
4.8 Current carrying capacity and series voltage drop

The maximum continuous currents and the maximum peak current shall be specified. The voltage applied to the equipment under test when passing continuous currents up to the maximum shall be not less than 95 % of the mains voltage at the mains terminals of the artificial mains network.

4.9 Modified reference earth connection

The measurement of some types of equipment may require the insertion of an impedance in the reference earth conductor in the artificial mains networks in 4.2 and 4.3 following the requirements of the related product publications. This is inserted at point X marked in the reference earth lead in figures 4 and 5, respectively. The impedance to be inserted is either a 1,6 mH inductor or an impedance conforming to the impedance requirement of 4.2 or 4.3, as appropriate for the frequency range.

NOTE For safety reasons, the 5 Ω resistor mentioned in 4.2 should be omitted.



**Figure 4 – Example of artificial mains 50 Ω /50 μH + 5 Ω V-network
(see 4.2 and clause A.2)**

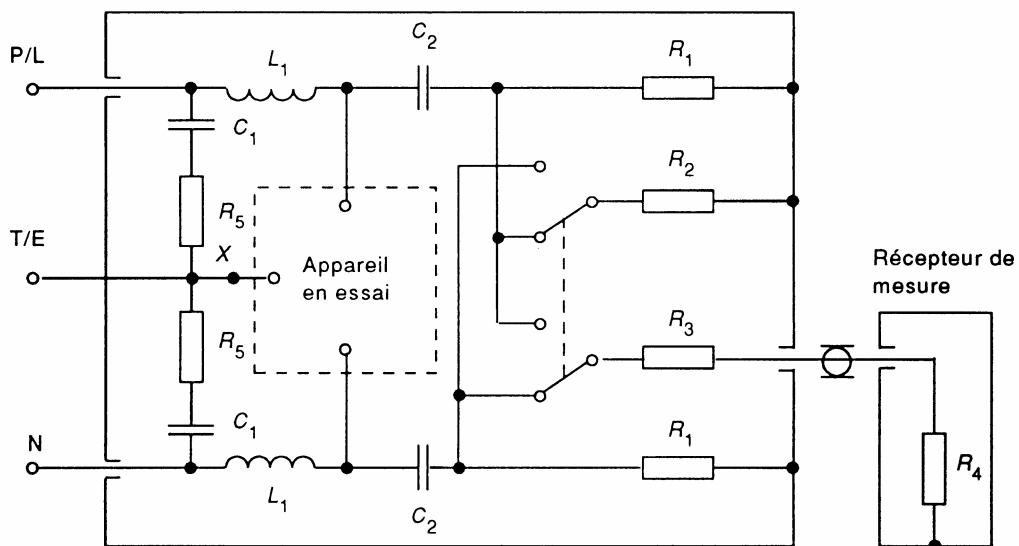


Figure 5 – Exemple de réseau en V $50 \Omega/50 \mu\text{H}$, $50 \Omega/5 \mu\text{H} + 1 \Omega$ ou 150Ω
(voir 4.3, 4.4, 4.5 et articles A.3, A.4 et A.5)

4.10 Étalonnage du facteur de division en tension des réseaux fictifs en V

Le facteur de division en tension entre l'accès pour l'appareil en essai et l'accès de sortie RF du réseau fictif en V doit être mesuré et pris en compte lors de la mesure de la tension perturbatrice. Une procédure de mesure du facteur de division en tension est donnée à l'article A.8.

5 Sondes de courant et de tension

5.1 Sondes de courant

Il est possible de mesurer les courants perturbateurs asymétriques dans les câbles sans contact électrique direct avec le conducteur source de ce courant et sans modification du circuit, en utilisant des pinces-transformateurs de courant conçues spécialement à cet effet. L'utilité de cette méthode est évidente: des systèmes de câblage complexes, des circuits électroniques, etc., peuvent être mesurées sans interrompre le fonctionnement normal, ni modifier la configuration. La sonde de courant est construite de façon à pouvoir se refermer autour du conducteur à mesurer. Le conducteur représente un bobinage primaire monotor. Le bobinage secondaire est intégré dans la sonde de courant.

Les sondes de courant peuvent être construites pour des mesures dans une gamme de fréquences s'étendant de 30 Hz à 1 000 MHz, bien que la gamme de mesure la plus usitée soit de 30 Hz à 100 MHz. Au-delà de 100 MHz, les courants stationnaires dans les systèmes de puissance classiques exigent que la position de la sonde de courant soit optimisée en vue d'obtenir la détection du courant maximal.

Les sondes de courant sont conçues pour fournir une réponse en fréquence linéaire sur toute la bande passante. Il est possible d'effectuer des mesures précises à des fréquences inférieures à cette plage de réponse linéaire, mais dans ce cas la sensibilité est réduite du fait de la valeur plus faible des impédances de transfert. Aux fréquences supérieures à la plage de réponse linéaire, les mesures sont imprécises en raison des résonances existant dans la sonde de courant.

Avec une structure de blindage supplémentaire, une sonde de courant peut être utilisée pour mesurer des courants asymétriques (mode commun) ou symétriques (mode différentiel). L'annexe B, article B.5, donne des détails de construction.

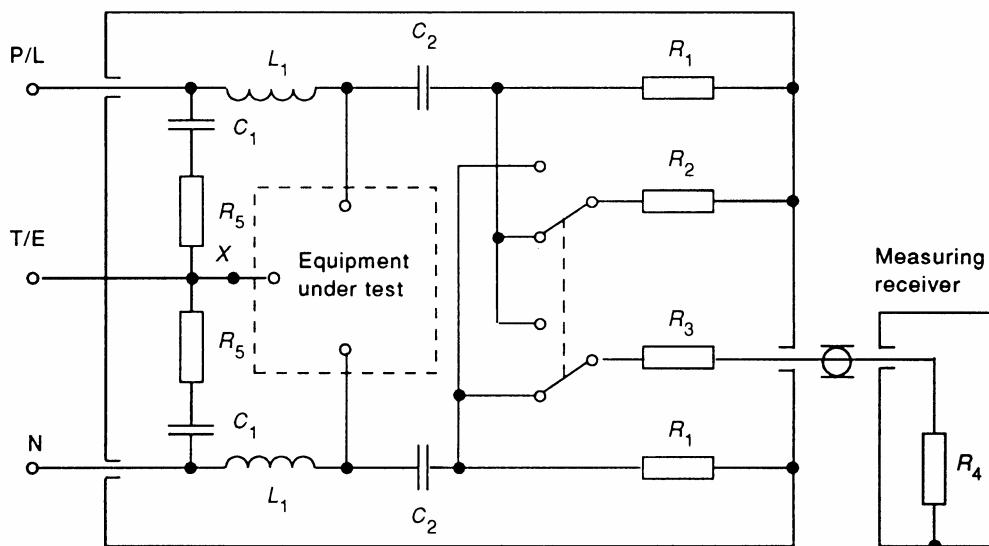


Figure 5 – Example of artificial mains V-networks, $50 \Omega/50 \mu\text{H}$, $50 \Omega/5 \mu\text{H} + 1 \Omega$ or 150Ω (see 4.3, 4.4, 4.5 and clauses A.3, A.4 and A.5, respectively)

4.10 Calibration of the voltage division factor of artificial mains V-networks

The voltage division factor between the EUT port of the V-network and the RF output port shall be measured and taken into consideration during the measurement of the disturbance voltage. A procedure to measure the voltage division factor is contained in clause A.8.

5 Current and voltage probes

5.1 Current probes

The asymmetrical disturbance currents of cables can be measured, without making direct conductive contact with the source conductor and without modification of its circuit, by use of specially developed clamp-on current transformers. The utility of this method is self-evident; 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 be constructed for measurements in the frequency range 30 Hz to 1 000 MHz, although the primary measurement range is 30 Hz to 100 MHz. Beyond 100 MHz the standing currents in conventional power systems require that the current probe location be optimized for detection of the maximum current.

Current probes are designed to provide a flat frequency response over a passband. At frequencies below this flat passband accurate measurements can still be made but with decreased sensitivity due to reduced transfer impedances. At frequencies above the flat passband measurements are not accurate due to resonances in the current probe.

With an additional shielding structure, a current probe may be used to measure either the asymmetrical (common mode) or symmetrical (differential mode) current. Clause B.5 of annex B contains some construction details.

5.1.1 Construction

La sonde de courant doit être construite de manière à permettre la mesure du courant sans qu'il soit nécessaire de débrancher le conducteur à mesurer.

L'annexe B présente quelques configurations typiques des sondes de courant.

5.1.2 Caractéristiques

Impédance d'insertion	Impédance inférieure ou égale à 1 Ω
Impédance de transfert*	0,1 à 5 Ω dans la plage de réponse linéaire; 0,001 à 0,1 Ω en dessous de la plage de réponse linéaire (la sonde étant bouclée par 50 Ω)
Capacité du shunt supplémentaire	Inférieure à 25 pF entre le boîtier de la sonde et le conducteur mesuré
Réponse en fréquence	L'impédance de transfert est étalonnée dans une gamme de fréquences spécifiée; la plage des diverses sondes est généralement de 100 kHz à 100 MHz, 100 MHz à 300 MHz, et 200 MHz à 1 000 MHz.
Réponse impulsionnelle	A l'étude
Saturation magnétique	On doit spécifier la valeur maximale du courant continu ou alternatif d'alimentation dans le conducteur primaire permettant d'obtenir une erreur de mesure inférieure à 1 dB
Tolérance sur l'impédance de transfert	A l'étude
Influence des champs magnétiques externes	Réduction de 40 dB de la valeur lue lorsqu'un conducteur porteur de courant est déplacé de l'ouverture de la sonde de courant jusqu'à une position proche de la sonde
Influence des champs électriques	Immunité aux champs inférieurs à 10 V/m
Influence de l'orientation	Inférieure à 1 dB jusqu'à 30 MHz et 2,5 dB de 30 MHz à 1 000 MHz dans le cas d'une utilisation sur un conducteur de n'importe quelle dimension placé n'importe où dans l'ouverture
Ouverture de la sonde	Supérieure ou égale à 15 mm

5.2 Sonde de tension

5.2.1 Sonde de tension à haute impédance

La figure 6 représente un circuit utilisé pour réaliser des mesures de tension entre un conducteur d'alimentation et la terre de référence. La sonde se compose d'un condensateur de blocage, C, et d'une résistance telle que la résistance totale existant entre la ligne et la terre soit de 1 500 Ω. La sonde peut également être utilisée pour réaliser des mesures sur d'autres lignes, et, pour certaines applications, il peut être nécessaire d'accroître son impédance de façon à éviter une surcharge des circuits à haute impédance. Pour des raisons de sécurité, il se peut qu'une inductance doive être connectée en parallèle sur l'entrée de l'appareil de mesure. Son impédance X_C doit être très supérieure à R.

* Il est également possible d'utiliser la valeur inverse, c'est-à-dire l'admittance de transfert, dB(S). Lorsqu'elle est exprimée en décibels, l'admittance s'ajoute à la valeur lue sur le récepteur de mesure. Pour l'étalonnage de l'impédance ou de l'admittance de transfert, il peut être nécessaire d'utiliser un gabarit spécialement conçu à cet effet. Se reporter à l'annexe B.

5.1.1 Construction

The current probe shall be constructed so as to enable the measurement of the current without disconnecting the lead under measurement.

Annex B contains some typical constructions of current probes.

5.1.2 Characteristics

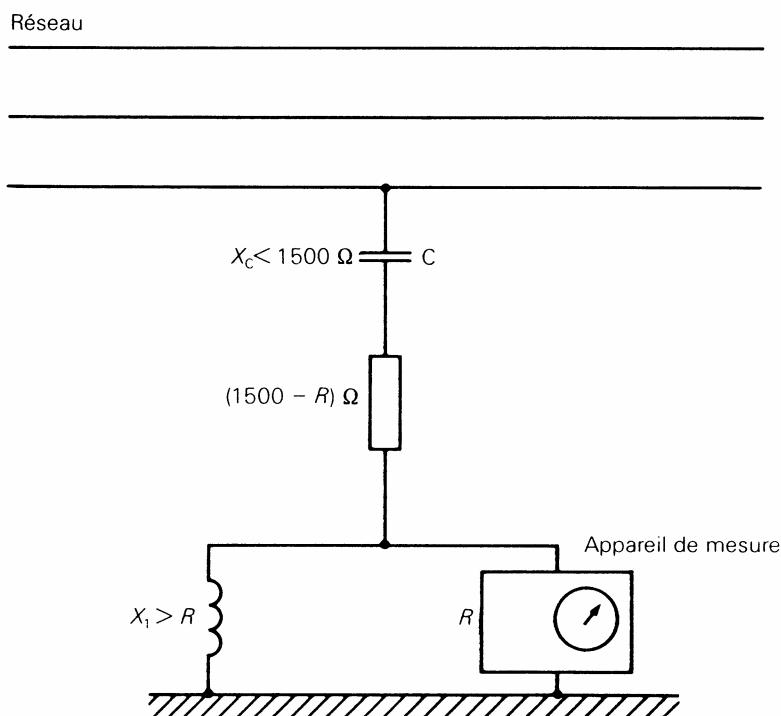
Insertion impedance	1 Ω impedance maximum
Transfer impedance*	0,1 to 5 Ω in the flat linear range; 0,001 to 0,1 Ω below the flat linear range (current probe terminated into 50 Ω)
Added shunt capacitance	Less than 25 pF between the current probe housing and measured conductor
Frequency response	Transfer impedance is calibrated over a specified frequency range; the range of individual probes is typically 100 kHz to 100 MHz, 100 MHz to 300 MHz, and 200 MHz to 1 000 MHz
Pulse response	Under consideration
Magnetic saturation	The maximum d.c. or a.c. mains current in the primary lead for a measurement error less than 1 dB shall be specified
Transfer impedance tolerance	Under consideration
Influence of external magnetic fields	40 dB reduction in indication when a current carrying conductor is removed from the current probe opening to a position adjacent to the probe
Influence of electric fields	Not susceptible to fields <10 V/m
Influence of orientation	Less than 1 dB up to 30 MHz and 2,5 dB from 30 MHz to 1 000 MHz, when used on a conductor of any size placed anywhere inside the aperture
Current probe opening	At least 15 mm

5.2 Voltage probe

5.2.1 High impedance voltage probe

Figure 6 shows a circuit which is used to make voltage measurements between a mains conductor and reference ground. The probe consists of a blocking capacitor C and a resistor such that the total resistance between line and earth is 1 500 Ω. The probe may also be used to make measurements on other lines and for certain applications its impedance may need to be increased to avoid excessive loading of high impedance circuits. An inductor may have to be connected across the input of the measuring apparatus, for safety reasons; its inductive reactive, X_C , to be much greater than R .

* The reciprocal transfer admittance, (in dB(S)), may be used instead. When expressed in decibels, the admittance is added to the reading of the measuring receiver. For the calibration of the transfer impedance or admittance, it may be necessary to use a jig designed for the purpose. See annex B.



NOTE:

$$V = \frac{1500}{R} U$$

où

V est la tension perturbatrice

U est la tension à l'entrée de l'appareil de mesure

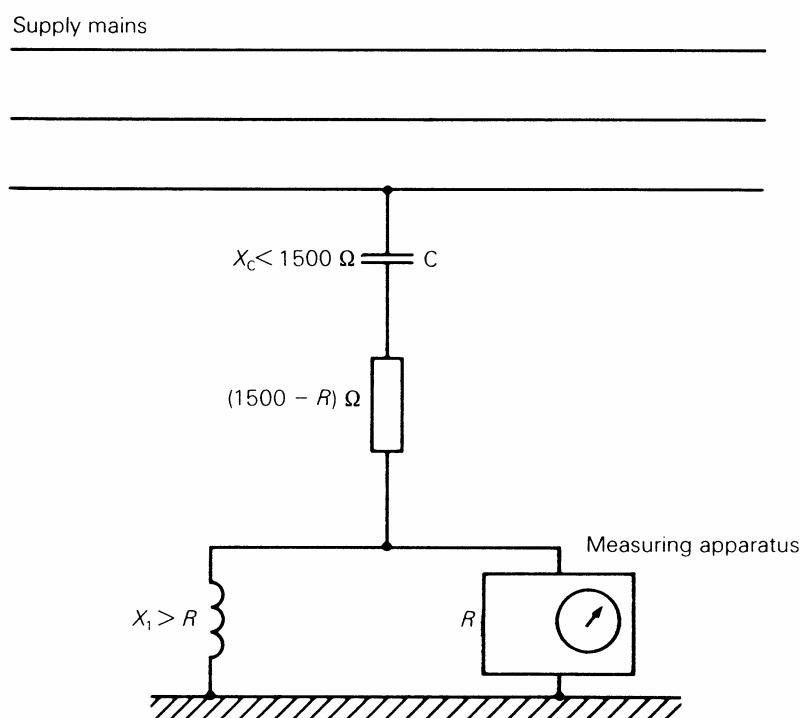
Figure 6 – Dispositif pour la mesure de tensions RF sur le réseau d'alimentation (voir 5.2.1)

La perte d'insertion des sondes de tension doit être étalonnée pour un dispositif de mesure ayant une impédance de 50Ω et dans la gamme de fréquences de 9 kHz à 30 MHz . Les effets, sur la précision de la mesure, de tout dispositif susceptible d'être utilisé à des fins de protection doivent soit être inférieurs à 1 dB , soit pris en compte au moment de l'étalonnage. On doit veiller à ce que le niveau de perturbation faisant l'objet de la mesure soit suffisamment élevé par rapport au bruit ambiant pour que la mesure soit significative.

Il convient de réduire la boucle formée par le fil connecté à la sonde, le conducteur mesuré et la terre de référence, pour éviter les effets des champs magnétiques forts.

5.2.2 Sonde de tension à couplage capacitif

Les tensions perturbatrices asymétriques des câbles peuvent être mesurées sans contact électrique direct avec le conducteur source et sans modification du circuit, en utilisant une pince de couplage capacitif. L'utilité de cette méthode est évidente: des systèmes au câblage complexe, des circuits électroniques, etc., peuvent être mesurés sans interrompre le fonctionnement normal, ni modifier la configuration de l'appareil en essai, et sans avoir besoin de couper le câble afin d'insérer un dispositif de mesure. La sonde de tension à couplage capacitif est réalisée de façon à pouvoir se refermer commodément autour du conducteur à mesurer.



$$\text{NOTE } V = \frac{1500}{R} U$$

where

V is the disturbing voltage

U is the voltage at the input of the measuring apparatus

Figure 6 – Circuit for RF voltage measurement on supply mains (see 5.2.1)

The insertion loss of voltage probes shall be calibrated in a 50Ω system over the frequency range of 9 kHz to 30 MHz. The effect on the accuracy of measurement of any device which may be used for protection should either be less than 1 dB or be allowed for in calibration. Care shall be taken to ensure that the level of disturbance is accurately measured in the presence of the ambient noise to make the measurement meaningful.

The loop formed by the lead connected to the probe, the mains conductor tested and reference ground should be minimized to reduce the effects of any strong magnetic fields.

5.2.2 Capacitive voltage probe

The asymmetrical disturbance voltages of cables can be measured without making direct conductive contact with the source conductor and without modification of its circuit by the use of a clamp-on capacitive coupling device. The usefulness of this method is self-evident; complex wiring systems, electronic circuits, etc. may be measured without interruption of the normal operation or configuration of the EUT or the need to cut the cable to insert a measuring device. The capacitive voltage probe is constructed so that it may be conveniently clamped around the conductor to be measured.

La sonde de tension capacitive est utilisée pour les mesures des perturbations conduites dans la gamme de fréquences comprise entre 150 kHz et 30 MHz avec une réponse quasi plate sur la gamme de fréquences considérée. Le facteur de division en tension, qui est défini par le rapport de la tension perturbatrice sur le câble et la tension d'entrée au récepteur de mesure, dépend du type de câble. Il convient que celui-ci soit étalonné sur une gamme de fréquences spécifiée pour chaque type de câble par la méthode décrite à l'Annexe G.

Il peut être nécessaire d'ajouter du blindage supplémentaire à la sonde de tension à couplage capacitif afin d'atteindre une isolation suffisante par rapport au signal asymétrique (de mode commun) présent dans l'environnement du câble (voir "Influence du champ électrique" en 5.2.2.2). L'Annexe G contient un exemple de réalisation et une méthode de mesure pour l'isolation.

Cette sonde de tension à couplage capacitif peut être utilisée pour mesurer les perturbations au niveau des ports de télécommunication. Le niveau mesurable minimal atteint typiquement 44 dB(μ V).

5.2.2.1 Construction

La sonde de tension à couplage capacitif doit être construite de manière à permettre la mesure de la tension sans déconnecter le câble à mesurer. La Figure 11 présente un circuit utilisé pour réaliser des mesures de tension entre un câble et une masse de référence. La sonde se compose d'une pince de couplage capacitif et d'un amplificateur à transconductance dont la résistance d'entrée R_p doit être suffisamment grande, comparée à la réactance X_c pour obtenir une réponse plate en fréquence.

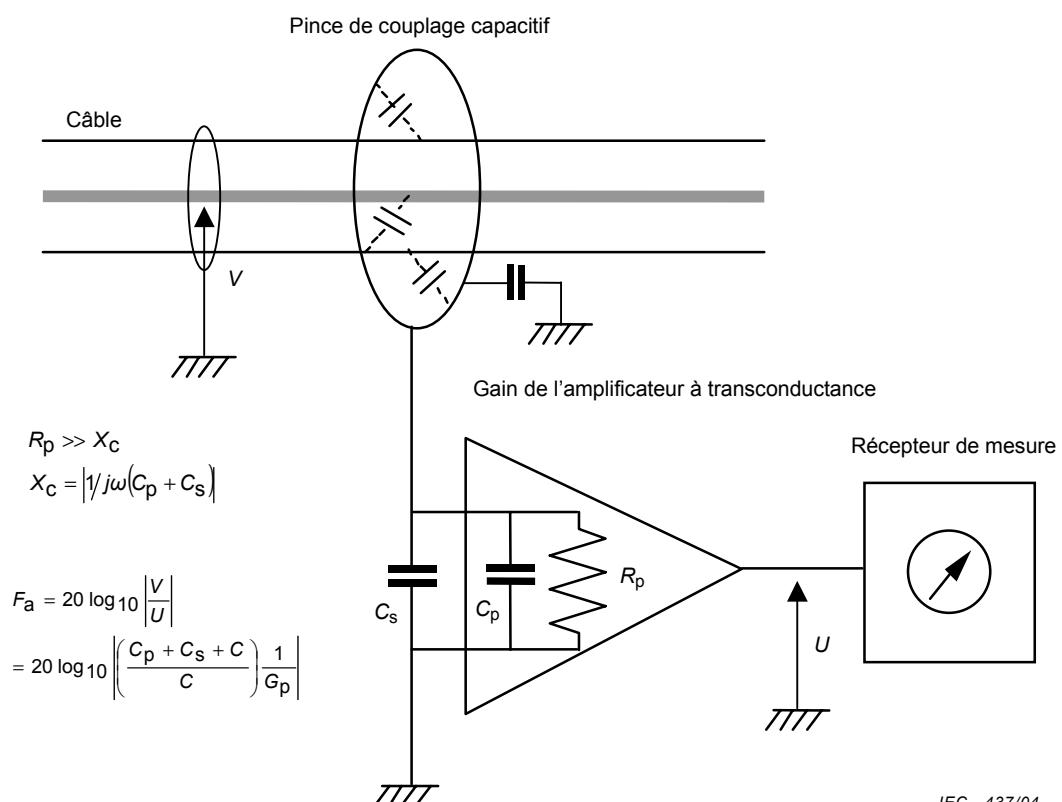
The capacitive voltage probe is used for measurements of conducted disturbances in the frequency range 150 kHz to 30 MHz with an almost flat frequency response in the frequency range of interest. The voltage division factor, which is defined as the ratio of the disturbance voltage on the cable to the input voltage at the measuring receiver, depends on the type of cable. This parameter should be calibrated over a specified frequency range for each cable type, using the method described in Annex G.

The capacitive voltage probe may need additional shielding to provide sufficient isolation from the asymmetrical (common mode) signal around the cable (see "Influence of electric field" in 5.2.2.2). Annex G contains an example of the construction and a method of measurement for the isolation.

This capacitive voltage probe can be used to measure the disturbances at telecommunication ports. The minimum measurable level is typically up to 44 dB(μ V).

5.2.2.1 Construction

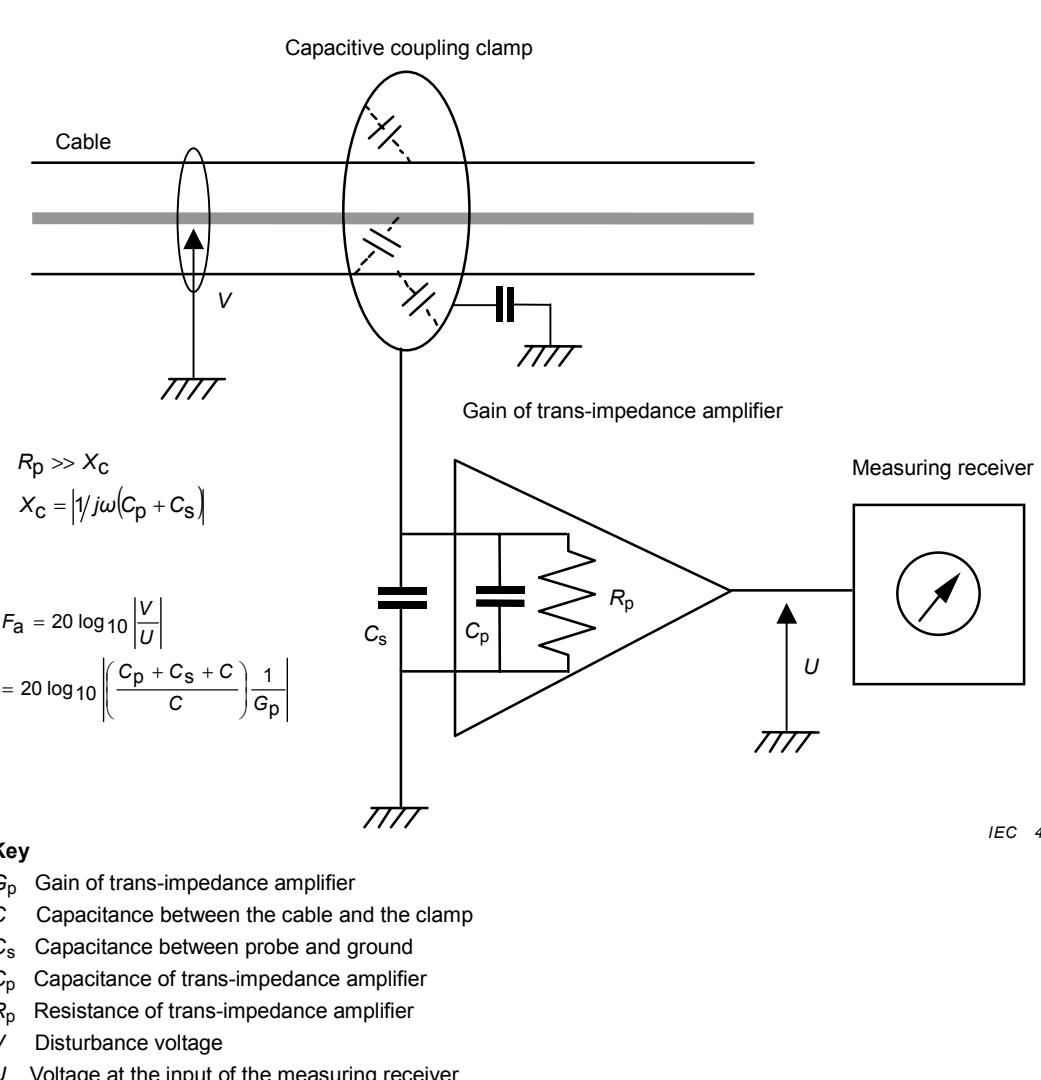
The capacitive voltage probe shall be constructed so as to enable the measurement of the voltage without disconnecting the cable under measurement. Figure 11 shows a circuit that is used to make voltage measurements between a cable and a reference ground. The probe consists of a capacitive coupling clamp which is connected to a trans-impedance amplifier. The input resistance R_p of this amplifier shall be large enough compared to the reactance X_c to obtain a flat frequency response.

**Légende**

- G_p Gain de l'amplificateur à transconductance
- C Capacité entre le câble et la pince
- C_s Capacité entre la sonde et la masse
- C_p Capacité de l'amplificateur à transconductance
- R_p Résistance de l'amplificateur à transconductance
- V Tension perturbatrice
- U Tension à l'entrée du récepteur de mesure

Figure 11 – Circuit utilisé pour réaliser des mesures de tension entre un câble et la masse de référence

L'Annexe G contient des instructions pour la réalisation et la vérification types de sondes de tension à couplage capacitif.



IEC 437/04

Figure 11 – Circuit used to make voltage measurement between a cable and a reference ground

Annex G provides instructions for the typical construction and verification of the capacitive voltage probe.

5.2.2.2 Exigences

Capacité shunt additionnelle:	Inférieure à 10 pF entre la borne de mise à la terre de la sonde de tension capacitive et le câble en essai.
Réponse en fréquence:	Le facteur de division en tension, $F_a = 20 \log_{10} V/U $ en dB (voir Figure 11), est étalonné dans une gamme de fréquences spécifiée.
Réponse en impulsions:	Maintenir la linéarité pour l'impulsion déterminée par la méthode des Annexes B et C de la CISPR 16-1-1 pour la bande B.
Influence du champ électrique: (influence due au couplage électrostatique avec d'autres câbles près de la sonde)	L'indication de tension est réduite de plus de 20 dB lorsqu'un câble est retiré de la sonde de tension à couplage capacitif. La méthode de mesure est décrite à l'Annexe G.
Ouverture ou entrebâillement de la sonde: (entrebâillement lorsque les électrodes coaxiales s'ouvrent au niveau de l'encoche (voir Figure G.1))	Au moins 30 mm.

6 Boîtiers de couplage pour la mesure de l'immunité aux courants conduits

Les boîtiers de couplage sont conçus pour injecter le courant perturbateur sur les conducteurs en essai et pour isoler des effets de ces courants les autres conducteurs et appareils branchés à l'appareil en essai. Avec une impédance de source de 150 Ω, il existe une corrélation utile entre le champ de perturbation RF agissant sur une installation réelle et la f.e.m. qu'il faut appliquer dans la méthode d'injection de courant pour produire le même niveau de dégradation au moins jusqu'à des fréquences de 30 MHz. L'immunité d'un appareil est exprimée par cette valeur de f.e.m. Les annexes C et D donnent le principe de fonctionnement et des exemples de types de boîtiers de couplage et leur construction.

6.1 Caractéristiques

Les contrôles de performances des boîtiers de couplage sont effectués sur l'impédance dans la bande de fréquences de 0,15 MHz à 30 MHz et sur la perte d'insertion dans la bande de fréquences de 30 MHz à 150 MHz.

6.1.1 Impédance

Dans la bande de fréquences de 0,15 MHz à 30 MHz, l'impédance asymétrique totale (inductance d'arrêt RF en parallèle sur l'impédance résistive de la source de perturbations de 150 Ω) mesurée entre le point d'injection du signal perturbateur dans l'appareil en essai et la masse du boîtier doit avoir un module de $150 \Omega \pm 20 \Omega$ et un angle de phase inférieur à $\pm 20^\circ$ (cette impédance est la même que celle du réseau fictif en V de 150 Ω du CISPR, voir 4.4).

Par exemple, pour les boîtiers de couplage de type A et S, le point d'injection est le blindage du connecteur de sortie; pour les boîtiers de type M et L, le point d'injection est constitué par les bornes rassemblées.

5.2.2.2 Requirements

Added shunt capacitance:	Less than 10 pF between the grounding terminal of capacitive voltage probe and the cable under test.
Frequency response:	Voltage division factor, $F_a = 20 \log_{10} V/U $ in dB (see Figure 11), is calibrated over a specified frequency range.
Pulse response:	Maintain linearity for the pulse determined by the method in Annexes B and C of CISPR 16-1-1 for band B.
Influence of electric field: (influence caused by electrostatic coupling with other cables near the probe)	The voltage indication is reduced by more than 20 dB when a cable is removed from the capacitive voltage probe. The measurement method is described in Annex G.
Capacitive voltage probe aperture or opening: (aperture when the two coaxial electrodes open at the slot (see Figure G.1))	At least 30 mm

6 Coupling units for conducted current immunity measurement

The coupling units are designed to inject the disturbance current on to the leads under test and to isolate the other leads and any apparatus which is connected to the equipment under test from the effects of these currents. With a 150Ω source impedance, there is a useful correlation between the RF disturbance field strength acting on a real installation and the e.m.f. that must be applied in the current injection method to produce the same degree of impairment, at least for frequencies up to 30 MHz. The immunity of an apparatus is expressed by this e.m.f. value. Annexes C and D give the principle of operation and examples of types of units and their construction.

6.1 Characteristics

The performance checks of the coupling units are done on the impedance in the frequency range 0,15 MHz to 30 MHz and on insertion loss in the frequency range 30 MHz to 150 MHz.

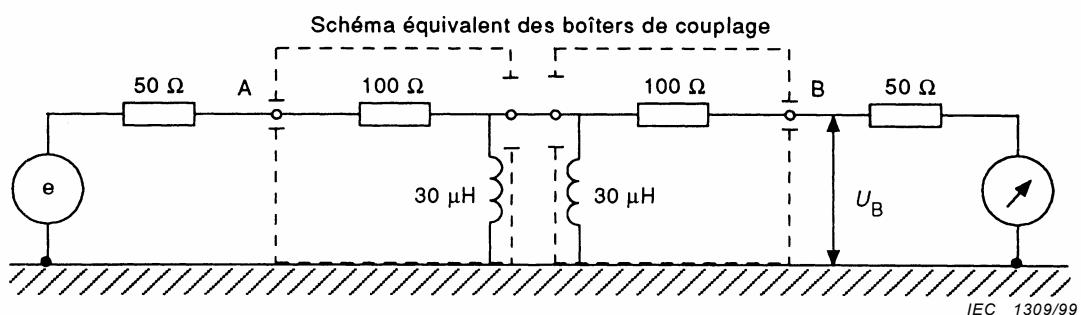
6.1.1 Impedance

In the frequency range 0,15 MHz to 30 MHz, the total asymmetric impedance (RF choke coil in parallel with the 150Ω resistive disturbance source impedance) measured between the point of injection of the disturbance signal to the equipment under test and the ground of the unit shall have a modulus of $150 \Omega \pm 20 \Omega$ and a phase angle less than $\pm 20^\circ$ (this impedance is the same as the CISPR 150Ω artificial mains V-network, see 4.4).

For example, for coupling units type A and S, the point of injection is the shield of the output connector; for types M and L, the point of injection is the joint output terminals.

6.1.2 Pertes d'insertion

Dans la gamme de fréquences de 30 MHz à 150 MHz, la perte d'insertion de deux boîtiers de couplage identiques montés en tandem doit être comprise dans la plage de 9,6 dB à 12,6 dB, la mesure s'effectuant comme le montre la figure 7.



Il convient que la perte d'insertion U_G/U_B de deux boîtiers identiques, mesurés selon cette figure, soit comprise entre 9,6 dB et 12,6 dB dans la gamme de fréquences de 30 MHz à 150 MHz. U_G est la valeur lue sur le voltmètre lorsque le générateur et le voltmètre sont directement connectés ensemble.

NOTE Les deux boîtiers doivent être reliés ensemble avec des connexions très courtes (inférieures ou égales à 1 cm).

Figure 7 – Dispositif de mesure pour la vérification de la perte d'insertion des boîtiers de couplage dans la gamme de fréquences de 30 MHz à 150 MHz

7 Dispositifs de couplage pour la mesure des lignes de signaux

Le potentiel de brouillage (et l'immunité) des lignes de signaux peut être évalué en mesurant (ou en injectant) une tension ou un courant perturbateur conduit. Dans ce but, des dispositifs de couplage sont nécessaires pour mesurer la perturbation tout en rejetant le signal utile présent sur la ligne. Les dispositifs considérés doivent mesurer l'émission et l'immunité électromagnétique (mode commun et mode différentiel, courant et tension). Les dispositifs types, pour ce genre de mesure, sont les sondes de courant et les réseaux fictifs asymétriques (AAN ou réseau en Y).

NOTE 1 Les exigences pour les réseaux fictifs asymétriques (AAN) pour les essais d'immunité en conduction sur les lignes de signaux peuvent être trouvées dans la CEI 61000-4-6²⁾ (les AAN sont des versions spéciales des "dispositifs de couplage et de découplage" [appelés réseaux de couplage/découplage (CDN)]). Un AAN qui respecte les exigences pour les mesures d'émission peut également répondre aux exigences pour les essais d'immunité.

NOTE 2 Les lignes de signaux comprennent les lignes de télécommunications et les bornes des appareils destinés à être connectés à ces lignes.

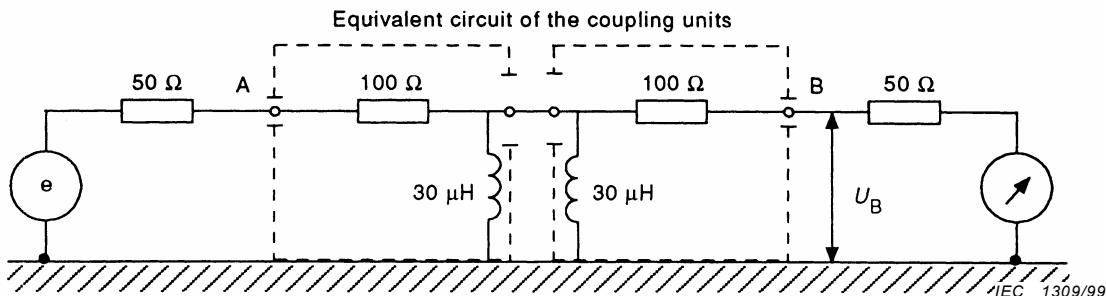
NOTE 3 Les termes "tension asymétrique" et "tension de mode commun", de même que "tension symétrique" et "tension de mode différentiel", sont synonymes, comme définis à l'article 3.

NOTE 4 Le terme "réseau fictif asymétrique (AAN)" est utilisé comme synonyme de "réseau en Y", à la différence des "réseaux en V" et des "réseaux en Δ". Le réseau en T est une version spéciale du réseau en Y.

2) CEI 61000-4-6, Compatibilité électromagnétique (CEM) - Partie 4-6: Techniques d'essai et de mesure - Immunité aux perturbations conduites, induites par les champs radioélectriques

6.1.2 Insertion loss

In the frequency range 30 MHz to 150 MHz the insertion loss of two identical coupling units in tandem shall be within the range 9,6 dB to 12,6 dB, measured as shown in figure 7.



The insertion loss U_G/U_B of two identical coupling units measured according to this figure should be within 9,6 dB and 12,6 dB in the frequency range 30 MHz to 150 MHz. U_G is the reading of the receiver when the generator and receiver are directly connected together.

NOTE The two units shall be connected together with very short wires (≤ 1 cm).

Figure 7 – Measuring set-up to check the insertion loss of the coupling units in the frequency range 30 MHz to 150 MHz

7 Coupling devices for measuring signal lines

The interference potential (and immunity) of signal lines may be assessed by measurement (or injection) of the conducted disturbance voltage or current. For this purpose coupling devices are needed to measure the disturbance component while rejecting the intentional signal on the line. The devices included are to measure the electromagnetic emission and immunity (common and differential mode, current and voltage). Typical devices for these kinds of measurements are current probes and asymmetric artificial networks (AANs or Y-networks).

NOTE 1 Requirements for AANs for conducted immunity tests on signal lines may be found in IEC 61000-4-6²⁾ (AANs are special versions of “coupling and decoupling devices” [so called coupling/decoupling networks (CDNs)]). An AAN which meets the requirement for emission measurements may also meet the requirements for immunity testing.

NOTE 2 Signal lines include telecommunication lines and terminals of equipment intended to be connected to these lines.

NOTE 3 The terms “asymmetric voltage” and “common mode voltage” as well as “symmetric voltage” and “differential mode voltage” are synonyms, as defined in Clause 3.

NOTE 4 The term “asymmetric artificial network (AAN)” is used as synonym for “Y-network”, which is in contrast to V-networks and Δ-networks. The T-network is a special version of the Y-network.

2) IEC 61000-4-6, *Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 4-6: Testing and measurement techniques – Immunity to conducted disturbances, induced by radio-frequency fields*

Lorsqu'on utilise une sonde de courant et que la valeur limite est spécifiée en volts, la valeur de la tension doit être divisée par l'impédance de la ligne de signaux ou par l'impédance de charge comme spécifié par la procédure de mesure détaillée, pour obtenir la valeur limite en courant. Cette impédance peut être en mode commun, comme demandé par la procédure de mesure détaillée.

Le paragraphe 7.1 donne la spécification des réseaux fictifs asymétriques (mode commun (AAN). La réjection de mode différentiel par rapport au mode commun est essentiel pour l'utilisation d'un AAN. Ce paramètre est lié à l'affaiblissement de conversion longitudinal (ACL). L'annexe E donne un exemple de réseau fictif asymétrique ainsi que les essais et les procédures d'étalonnage requis.

7.1 Exigences pour les réseaux fictifs asymétriques (AAN ou réseau en Y)

Les réseaux fictifs asymétriques sont utilisés pour mesurer (ou injecter) des tensions asymétriques (de mode commun) sur des lignes symétriques de signaux, non blindées, (par exemple, lignes de télécommunication) tout en rejetant le signal symétrique (mode commun).

NOTE Dans la CISPR 22, ce type de réseau est appelé réseau de stabilisation d'impédance de ligne (RSI).

La figure 8a donne le schéma général du circuit d'un réseau fictif asymétrique.

When a current probe is used and the limit value is specified in volts, the voltage value must be divided by the impedance of the signal line or termination impedance as specified by the detailed measurement procedure, to obtain the limit value for the current. This impedance may be common mode as required by the detailed measurement procedure.

Subclause 7.1 states the specification for asymmetric (common mode) artificial networks (AANs). The differential mode to common mode rejection (V_{dm}/V_{cm}) is crucial to the useability of the AAN. This parameter is related to the longitudinal conversion loss (LCL). An example of asymmetric artificial networks and the required test and calibration procedures are given in Annex E.

7.1 Requirements for asymmetric artificial networks (AANs or Y-networks)

Asymmetric artificial networks (AANs) are used to measure (or inject) asymmetric (common mode) voltages on unshielded symmetric signal (e.g. telecommunication) lines while rejecting the symmetric (differential mode) signal.

NOTE In CISPR 22 this type of network is called impedance stabilization network (ISN).

Figure 8a shows the general circuit diagram of an asymmetric artificial network.

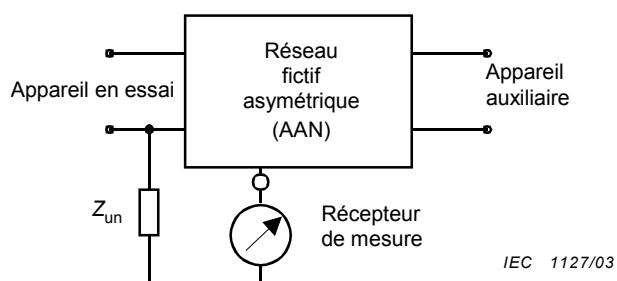
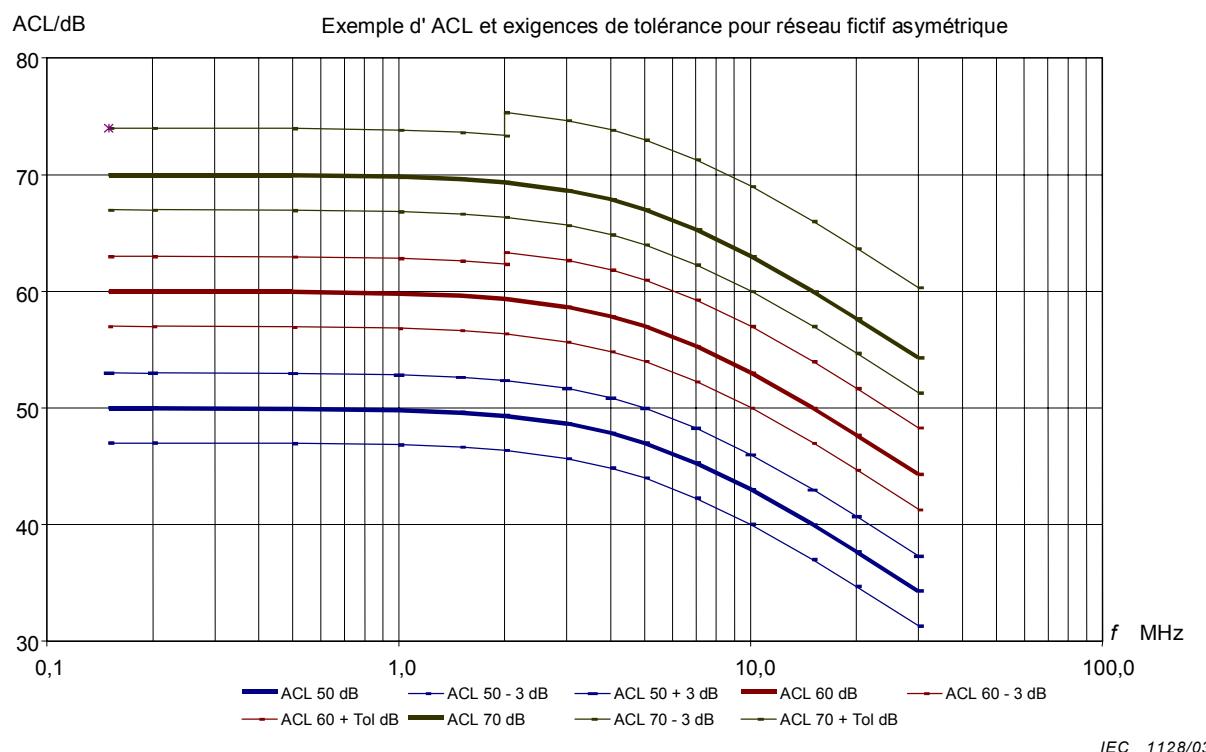


Figure 8a – Circuit de principe du réseau fictif asymétrique (AAN ou réseau en Y) et ses accès constitués d'un réseau de base hautement symétrique et d'un réseau non symétrique (en option) Z_{un}



NOTE 1 L'équation de définition peut être par exemple

$$ACL = ACL_{lf} - 10 \lg \left[1 + \left(\frac{f}{f_{corner}} \right)^2 \right] \pm Tol \text{ (en dB)}$$

où

ACL_{lf} est l'ACL à basse fréquences, par exemple 50 dB,
 f est la fréquence,
 f_{angle} est la fréquence à l'angle, par exemple 5 MHz, et
 Tol est la tolérance sur l'ACL, par exemple 3 dB

NOTE 2 Les valeurs idéales pour "50 dB", "60 dB" et "70 dB" sont données en lignes grasses, alors que les lignes de tolérance sont dessinées en lignes fines.

Figure 8b – Graphique montrant un exemple d'exigences pour l'affaiblissement de conversion longitudinal (ACL) d'un AAN (réseau en Y)

Figure 8 – Circuit de principe et exemple d'exigence d'ACL pour un réseau fictif asymétrique (AAN)

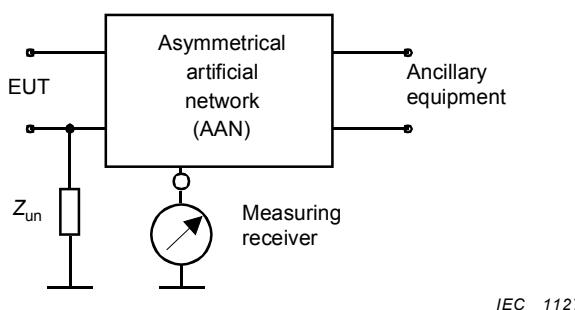
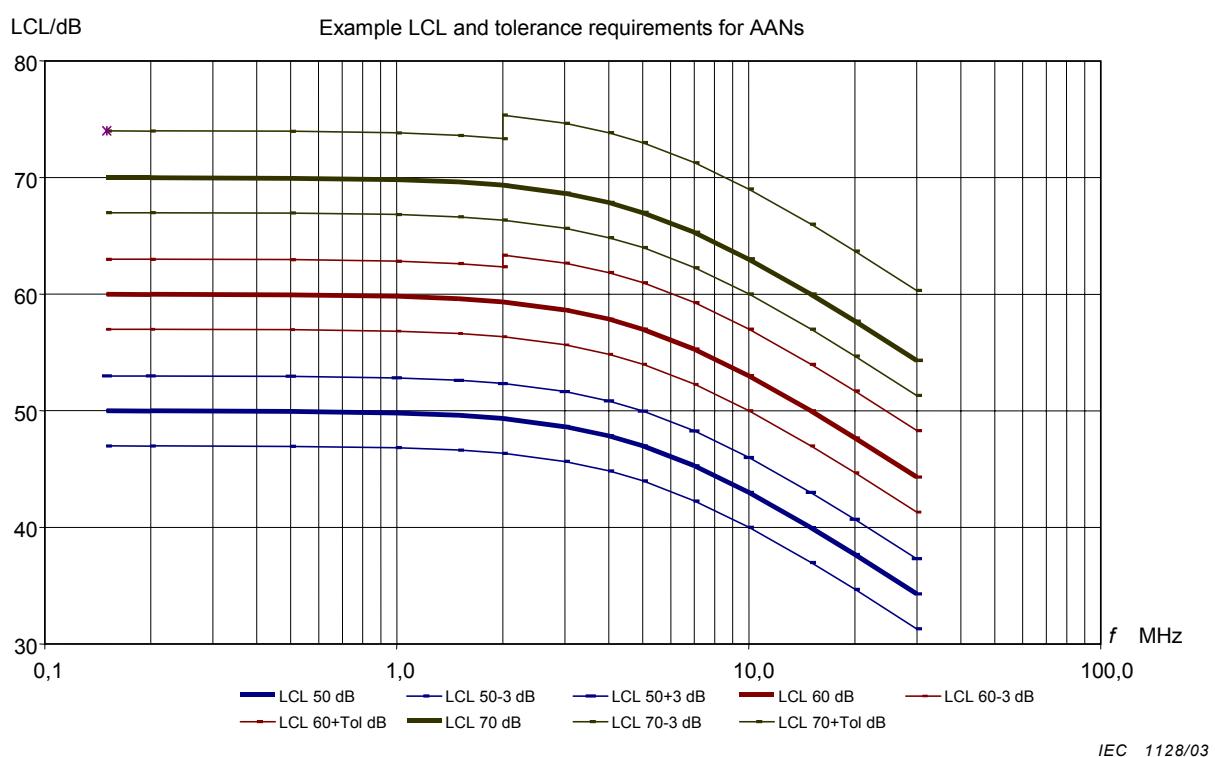


Figure 8a – Principle circuit of the asymmetric artificial network (AAN or Y-network) and its ports consisting of a basic highly symmetric network and an (optional) unbalance network Z_{un}



NOTE 1 The definition equation can e.g. be

$$LCL = LCL_{lf} - 10 \lg \left[1 + \left(\frac{f}{f_{corner}} \right)^2 \right] \pm Tol \text{ (in dB)}$$

where

LCL_{lf} is the LCL at low frequencies, e.g. 50 dB,

f is the frequency,

f_{corner} is the corner frequency, e.g. 5 MHz, and

Tol is the LCL tolerance, e.g. 3 dB

NOTE 2 The ideal values for “50 dB”, “60 dB” and “70 dB” are given as bold lines, whereas tolerance lines are drawn as thin lines.

Figure 8b – Graph showing example requirements for the longitudinal conversion loss (LCL) of the AAN (Y-network))

Figure 8 – Principle circuit and example LCL requirements of an AAN

Les caractéristiques du réseau fictif pour la mesure des perturbations asymétriques (de mode commun) doivent couvrir la bande de fréquences correspondant à celle des tensions perturbatrices asymétriques et à celle transmettant le signal utile. Ces caractéristiques sont données au tableau 1.

Tableau 1 – Caractéristiques du réseau fictif pour la mesure des tensions perturbatrices asymétriques

a.	Impédance de terminaison du réseau de base pour la tension perturbatrice asymétrique ^a • module • phase	150 Ω ± 20 Ω 0° ± 20°
b.	Affaiblissement de conversion longitudinal (ACL) à l'accès appareil en essai du réseau ^b	(9 kHz à 150 kHz: à définir) 0,15 MHz à 30 MHz: défini par la norme de produit applicable, par exemple comme représenté figure 8b ^c
c.	Atténuation de découplage pour signaux asymétriques entre l'accès appareil auxiliaire et l'accès pour appareil en essai	(9 kHz à 150 kHz: à définir) 0,15 MHz à 1,5 MHz: > 35 dB à 55 dB augmentant linéairement avec le logarithme de la fréquence >1,5 MHz: > 55 dB
d.	Perte d'insertion du circuit symétrique entre les accès appareil en essai et appareil auxiliaire	< 3 dB ^d
e.	Facteur de division en tension du circuit asymétrique entre les accès appareil en essai et récepteur de mesure, à ajouter à la lecture sur le récepteur de mesure	Typiquement 9,5 dB ^e
f.	Impédance de charge symétrique du réseau	à définir ^f
g.	Largeur de bande de transmission pour le signal utile (analogique ou numérique).	à définir ^g
h.	Gamme de fréquences ^h (1) Émission (2) Immunité	(0,009) 0,15 MHz à 30 MHz Voir par exemple la CEI 61000-4-6

^a L'impédance asymétrique de l'AAN sera normalement influencée par l'ajout d'un réseau non symétrique conformément à la figure 8a. Cette norme spécifie la tolérance sur l'impédance pour le réseau de base. Si l'influence du réseau non symétrique sur l'impédance et la phase est négligeable, la tolérance donnée peut s'appliquer, réseau non symétrique compris. Si ce n'est pas le cas, par exemple si le réseau non symétrique modifie l'impédance de plus de 10 Ω ou la phase de plus de 10°, la norme de produits doit prendre en compte ce fait dans la spécification des tolérances sur l'impédance et sur la phase, dans la mesure où il convient de laisser une certaine tolérance au fabricant d'AAN.
^b On utilise différents concepts pour déterminer la conformité de l'appareil: utilisation d'un ACL de l'AAN plus élevé que les valeurs d'ACL disponibles pour les lignes de signaux ou utiliser l'ACL simulant les catégories de lignes de télécommunication disponibles.
^c Les valeurs d'ACL de la figure 8b ont été prises – avec des tolérances modifiées – d'un projet d'amendement à la CISPR 22:1997. D'autres valeurs peuvent être définies par de futures normes de produits. En conséquence les exigences d'ACL données dans cette publication ne sont que des exemples. Généralement, trois facteurs doivent être considérés pour les tolérances sur l'ACL: l'ACL résiduel de l'AAN, la variation des non-symétries du réseau Z_{un} par rapport à sa valeur nominale et l'incertitude de la mesure d'ACL. Il convient que les tolérances données dans une norme de produits prennent en compte que les valeurs acceptables soient augmentées avec l'ACL nécessaire et avec la fréquence. La figure 8b montre un exemple de tolérances raisonnables.
^d Les exigences réelles dépendront des spécifications du système de transmission. Certains systèmes de transmission autorisent des pertes d'insertion jusqu'à 6 dB. La perte d'insertion provoquée par un AAN dépend des impédances de source et de charge de l'ensemble du circuit symétrique. Pour les impédances plus faibles / plus élevée, la perte d'insertion sera plus faible / plus élevée, et il convient qu'elle soit donnée par le fabricant, par exemple pour 100 Ω. En plus, il sera utile que les fabricants spécifient les caractéristiques de phase de l'AAN dans son circuit symétrique.
^e L'AAN doit être étalonné en mesurant le facteur de division en tension dans une installation d'essai conformément à la figure E.6.
^f A déterminer en fonction des spécifications du système, par exemple 100 Ω ou 600 Ω
^g A déterminer en fonction des spécifications du système pour la perte d'insertion symétrique, par exemple jusqu'à 2 MHz ou jusqu'à 100 MHz
^h On peut utiliser plus d'un réseau pour couvrir la gamme de fréquences dans sa totalité.

The characteristics of the AAN for the measurement of asymmetric (common mode) disturbances shall be covering the frequency range of the asymmetric disturbance voltages as well as the frequency range used for the transmission of the intentional signal. These characteristics are given in Table 1.

Table 1 – Characteristics of the asymmetric artificial network for the measurement of asymmetric disturbance voltage

a.	Termination impedance of basic network for asymmetric disturbance voltage ^a • magnitude • phase	150 Ω ± 20 Ω 0° ± 20°
b.	Longitudinal conversion loss (LCL) at the EUT port of the network ^b	(9 kHz to 150 kHz: to be defined) 0,15 MHz to 30 MHz: defined by the relevant product standard, e.g. as shown in Figure 8b ^c
c.	Decoupling attenuation for asymmetric signals between AE port and EUT port	(9 kHz to 150 kHz: to be defined) 0,15 MHz to 1,5 MHz: >35 dB to 55 dB increasing linearly with the log. of frequency >1,5 MHz: > 55 dB
d.	Insertion loss of the symmetric circuit between EUT and AE ports	<3 dB ^d
e.	Voltage division factor of the asymmetric circuit between EUT and measuring receiver ports, to be added to the reading of the measuring receiver	Typically 9,5 dB ^e
f.	Symmetric load impedance of the network	t.b.d. ^f
g.	Transmission bandwidth for the intentional signal (analog or digital)	t.b.d. ^g
h.	Frequency range^h (1) Emission (2) Immunity	(0,009) 0,15 MHz to 30 MHz See e.g. IEC 61000-4-6

^a The asymmetric impedance of the AAN will normally be influenced by the addition of an unbalanced network according to Figure 8a. This standard specifies the impedance tolerance for the basic network. If the influence of the unbalanced network on impedance and phase is negligible, the given tolerance may apply including the unbalanced network. If this is not the case, e.g. if the unbalanced network changes the impedance by more than 10 Ω or the phase by more than 10°, the product standard shall take this into account when specifying tolerances for impedance and phase, since a certain tolerance should be left to the AAN manufacturer.
^b Different concepts for determination of conformance of equipment are in use: use an LCL of the AAN higher than the available LCL values of signal lines or use the LCL to simulate available telecommunication line categories.
^c The values of LCL in Figure 8b have been taken – with modified tolerances – from a draft of the amendment to CISPR 22:1997. Other values may be defined by future product standards. Therefore the LCL requirements given in this publication are examples only. Generally, 3 factors have to be considered for LCL tolerances: the residual LCL of the basic AAN, the deviation of the unsymmetry network Z_{un} from nominal and the uncertainty of LCL measurement. The tolerances given in a product standard should take into account that acceptable tolerances should increase with the required LCL and with frequency. Figure 8b shows an example of reasonable tolerances.
^d The actual requirements will depend on the specifications of the transmission system. Some transmission systems allow insertion losses of up to 6 dB. The insertion loss caused by an AAN is dependent on source and load impedances of the whole symmetric circuit. For lower/higher impedances the insertion loss will be lower/higher, and should be given by the manufacturer, e.g. for 100 Ω. In addition, it will be useful if manufacturers specify the phase characteristics of the AAN in its symmetric circuit.
^e The AAN shall be calibrated by measuring the voltage division factor in a test set-up according to Figure E.6
^f t.b.d. = to be defined, i.e. depending on the system specifications, e.g. 100 Ω or 600 Ω
^g t.b.d. = to be defined, i.e. depending on the system specifications for the symmetric insertion loss, e.g. up to 2 MHz or up to 100 MHz
^h More than one network may be used to cover the complete frequency range.

7.2 Exigences pour les réseaux fictifs destinés aux câbles coaxiaux et aux autres câbles blindés

Les réseaux fictifs pour les câbles coaxiaux et les autres câbles blindés sont utilisés pour mesurer (ou injecter) des tensions non symétriques (de mode commun) sur le blindage des câbles (par exemple télécommunication ou RF) tout en transmettant le signal de télécommunication ou le signal RF. Les caractéristiques demandées sont données au tableau 2.

NOTE 1 Dans la CISPR 22, ce type de réseau est appelé réseau de stabilisation d'impédance (RSI) pour câble coaxial ou câble blindé.

Tableau 2 – Caractéristiques des réseaux fictifs pour câbles coaxiaux et autres câbles blindés

a.	Impédance de terminaison du réseau de base pour la tension perturbatrice non-symétrique ^a • module • phase	150 Ω ± 20 Ω 0° ± 20°
b.	Atténuation de découplage^b pour signaux non-symétriques entre l'accès appareil auxiliaire et l'accès pour appareil en essai.	(9 kHz à 150 kHz: à définir) 0,15 MHz à 30 MHz: > 40 dB
c.	Perte d'insertion et largeur de bande de transmission entre les accès appareil en essai et appareil auxiliaire, pour le signal utile (télécommunication ou RF) y compris la ou les impédances caractéristiques .	Définie par les exigences du système ^c
d.	Facteur de division en tension du circuit non-symétrique entre les accès appareil en essai et récepteur de mesure, à ajouter à la lecture sur le récepteur de mesure.	Typiquement 9,5 dB ^d
e.	Gamme de fréquences (1) Émission (2) Immunité	(0,009) 0,15 MHz à 30 MHz Voir par exemple la CEI 61000-4-6

^a L'impédance asymétrique du réseau fictif est déterminée par la résistance de 150 Ω en parallèle avec l'inductance et la capacité du connecteur coaxial de traversée par rapport à la masse.
^b Comme le blindage du câble coaxial à l'accès appareil auxiliaire est directement relié au boîtier métallique de l'AAN, l'atténuation de découplage n'est pas un problème pour le réseau lui-même. L'installation d'essai pour l'émission (ou l'immunité) doit être telle que l'atténuation de découplage minimale puisse être garantie.
^c La perte d'insertion et la largeur de bande de transmission pour le signal utile (télécommunication ou RF) entre les accès appareil en essai et appareil auxiliaire, comme les impédances caractéristiques entre le blindage et le ou les conducteurs extérieurs, ne sont pas l'objet de cette norme. Elles doivent être définies par les exigences du système.
^d Le réseau fictif doit être étalonné en mesurant le facteur de division en tension dans une installation d'essai conforme à la figure F.2.

8 Main artificielle et élément RC série

8.1 Introduction

Dans certaines spécifications de produit la main artificielle est requise pour les appareils en essai qui ne possèdent pas une mise à la terre connectée aux parties métalliques de l'appareil en essai et qui sont tenus à la main en utilisation normale. Les boîtiers en plastique recouverts d'une couche métallique peuvent également nécessiter l'utilisation de la main artificielle. La main artificielle est utilisée pour les essais d'émissions conduits dans la gamme de fréquences de 150 kHz à 30 MHz (les fréquences les plus critiques sont comprises entre 5 MHz et 30 MHz) pour simuler l'influence des mains de l'utilisateur sur les mesures. Les types d'appareils à évaluer avec la main artificielle sont: les outils électriques, les appareils domestiques tels que les mixeurs tenus à la main, les combinés téléphoniques, les manettes de jeux, les claviers, etc.

7.2 Requirements for artificial networks for coaxial and other screened cables

Artificial networks for coaxial and other screened cables are used to measure (or inject) unsymmetric (common mode) voltages on the shield of (e.g. telecommunication or r.f.) cables while passing the communication or r.f. signal through. The required characteristics are given in Table 2.

NOTE 1 In CISPR 22 this type of network is called coaxial or screened cable impedance stabilization network (ISN).

Table 2 – Characteristics of artificial networks for coaxial and other screened cables

a.	Termination impedance of basic network for unsymmetric disturbance voltage: ^a • magnitude • phase	150 Ω ± 20 Ω 0° ± 20°
b.	Decoupling attenuation ^b for unsymmetric signals between AE port and EUT port.	(9 kHz to 150 kHz: to be defined) 0,15 MHz to 30 MHz: >40 dB
c.	Insertion loss and transmission bandwidth for the intentional (communication or r.f.) signal between EUT and AE ports, including characteristic impedance(s)	Defined by system requirements ^c
d.	Voltage division factor of the unsymmetric circuit between EUT and measuring receiver ports, to be added to the reading of the measuring receiver.	Typically 9,5 dB ^d
e.	Frequency range (1) Emission (2) Immunity	(0,009) 0,15MHz to 30 MHz See e.g. IEC 61000-4-6

^a The asymmetric impedance of the AN will be determined by the 150-Ω resistor in parallel with the choke and the capacitance of the bulkhead connector to ground.
^b Since the coaxial cable shield at the AE port is directly connected to the AN metal case, the decoupling attenuation will not be a problem of the AN itself. The emission (or immunity) test set-up shall be so that the minimum decoupling attenuation can be guaranteed.
^c Insertion loss and transmission bandwidth for the intentional (communication or r.f.) signal between EUT and AE ports as well as the characteristic impedances between shield and inner conductor(s) are not the purpose of this standard. They should be defined according to system requirements.
^d The AN shall be calibrated by measuring the voltage division factor in a test set-up according to Figure F.2.

8 The artificial hand and series RC element

8.1 Introduction

In some product specifications the artificial hand is required for EUTs which do not have an earth ground connected to the metallic parts of the EUT and which in normal use are hand-held. Housings of plastic with a conductive coating may also require the use of the artificial hand. The artificial hand is used in conducted emission tests in the frequency range of 150 Hz to 30 MHz (the most critical frequencies are 5 MHz–30 MHz) to simulate the influence of the operator's hands on the measurements. The types of equipment to be evaluated with the artificial hand are: electric tools, household equipment, such as hand-held mixers, telephone handsets, joysticks, keyboards, etc.

8.2 Construction de la main artificielle et de l'élément RC

La main artificielle est constituée d'une feuille métallique (en bande) de dimensions spécifiées, qui est placée sur, ou enroulée autour, de la partie de l'appareil normalement en contact avec la main de l'utilisateur, de manière spécifiée.

La feuille métallique est reliée de façon spécifiée au point de référence du système de mesure de perturbation à travers un élément RC constitué d'un condensateur $C = 220 \text{ pF} \pm 20\%$ en série avec une résistance $R = 510 \Omega \pm 10\%$ (voir figure 9a).

Les bandes de feuille métallique utilisées pour simuler l'influence de la main de l'utilisateur autour de la poignée d'un appareil ou du corps d'un appareil ont une largeur typique de 60 mm. Dans le cas d'un clavier, une feuille métallique, ou de façon plus pratique, une plaque métallique de dimensions maximales 100 mm \times 300 mm, peut être placée sur le dessus des touches. Des exemples sont donnés aux figures 9 et 10.

La longueur du fil entre l'élément RC et la feuille métallique doit être de 1 m. Si l'installation d'essai nécessite une longueur de fil plus importante, l'inductance totale du fil doit être inférieure à 1,4 μH si la fréquence de mesure est proche de 30 MHz.

Si l'on considère tous les fils d'interconnexions comme un fil unique en espace libre, l'inductance L du fil doit être inférieure à 1,4 μH si la limite supérieure de la gamme de fréquences pour l'essai d'émission conduite est 30 MHz. Pour une longueur donnée d'un fil unique, cette exigence permet le calcul du diamètre minimal d (en mètres) des fils à utiliser, à partir de la formule:

$$L = \frac{\mu l}{2\pi} \left[\ln \left(\frac{4l}{d} \right) - 1 \right] \quad (\text{H})$$

où

$\mu = 4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m}$;

l est la longueur du fil, en mètres;

d est le diamètre du fil, en mètres.

NOTE Lorsque l'exigence de 1,4 μH est satisfaite, l'impédance du réseau RC prédomine suffisamment à 30 MHz.

8.3 Utilisation de la main artificielle

La longueur maximale du fil entre l'élément RC et la masse de référence est généralement satisfaite lorsque la longueur du fil ne dépasse pas 1 m. L'élément RC peut, par exemple, être placé soit aussi près que possible de la feuille métallique soit aussi près que possible du point de référence. Le choix correct dépend en grande partie de l'impédance interne en mode commun (généralement inconnue) de la source de perturbation en présence de la feuille métallique et de l'impédance caractéristique de la ligne de transmission constituée du fil de connexion et de son environnement. Si la gamme de fréquences pour les mesures d'émission est limitée à 30 MHz, la position de l'élément RC n'est pas critique, et il est pratique (également du point de vue de la reproductibilité) d'insérer l'élément RC dans l'enveloppe du réseau fictif ou du simulateur d'impédance de ligne.

Pour les mesures d'émission conduite sur le réseau d'alimentation, le point de référence est la masse de référence du réseau. Pour les mesures d'émission conduite sur les lignes de signaux ou de commande, le point de référence est la masse de référence du réseau de simulation d'impédance de ligne. Le principe général à suivre pour l'application de la main artificielle est que la borne M de l'élément RC doit être reliée à toute partie métallique exposée non en mouvement et à la feuille métallique enroulée autour de toutes les poignées fixes ou détachables, fournies avec l'appareil. Les parties métalliques couvertes de peinture ou de laque sont considérées comme des parties métalliques exposées et doivent être directement reliées à l'élément RC.

8.2 Construction of the artificial hand and RC element

The artificial hand consists of a (strip of) metal foil of specified dimensions, which is placed on or wrapped around that part of the equipment normally touched by the user's hand, in a specified way.

The metal foil is connected in a specified way to the reference point of the disturbance measuring system via an RC element consisting of a capacitor $C = 220 \text{ pF} \pm 20\%$ in series with a resistor $R = 510 \Omega \pm 10\%$ (see figure 9a).

The strips of metal foil used to simulate the influence of a user's hand around an equipment handle or an equipment body are typically 60 mm wide. In the case of a keyboard a metal foil, or more practically a metal plate of maximum dimensions 100 mm \times 300 mm, may be placed on top of the keys. Examples are given in figures 9 and 10.

The lead length between the RC element and the metal foil shall be 1 m long. If the test set-up requires a longer lead length, the total inductance of the lead shall be less than 1,4 μH if the frequency of measurement is near 30 MHz.

When considering the total of the interconnecting wires as a single wire in free space, the inductance L of the wire shall be less than 1,4 μH if the upper limit of the frequency range in the conducted emission test is 30 MHz. For a given single-wire length this requirement allows the calculation of the minimum diameter d (in metres) of the wires to be used from:

$$L = \frac{\mu l}{2\pi} \left[\ln \left(\frac{4l}{d} \right) - 1 \right] \quad (\text{H})$$

where

$\mu = 4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m}$;

l is the length of the wire, in metres

d is the diameter of the wire, in metres

NOTE When complying with the inductance requirement of 1,4 μH , the impedance of the RC network sufficiently dominates at 30 MHz.

8.3 The use of the artificial hand

The maximum length of wire between the RC element and the reference ground is generally met when the wire length does not exceed 1 m. The RC element may, for example, be placed either as close as possible to the metal foil or as close as possible to the reference point. The correct choice largely depends on the (generally unknown) internal common mode impedance of the disturbance source in the presence of the metal foil and the characteristic impedance of the transmission line formed by the connecting wire and its environment. If the frequency range of the emission measurements is limited to 30 MHz, the position of the RC element is not critical, and a practical position (also from the reproducibility point of view) of the RC element is inside the artificial mains network or the line impedance simulation network.

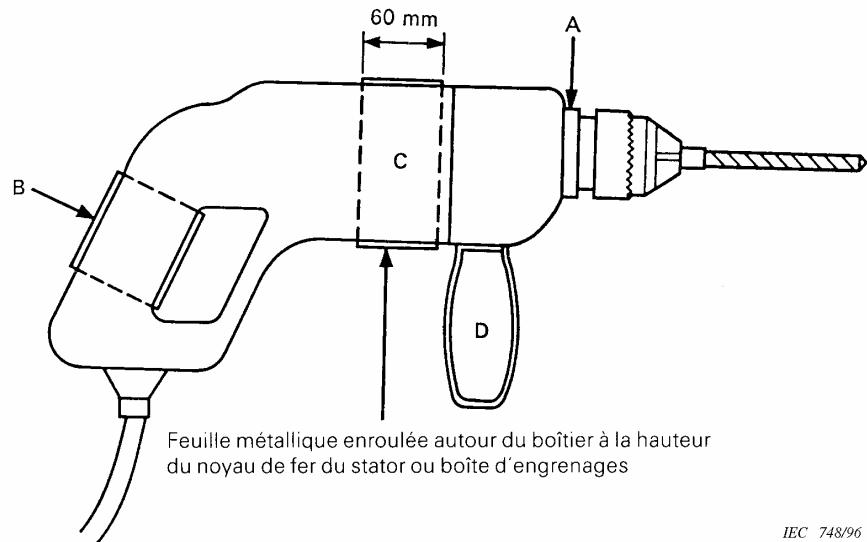
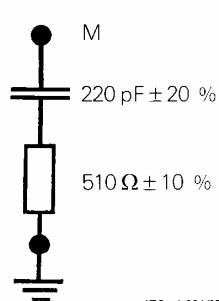
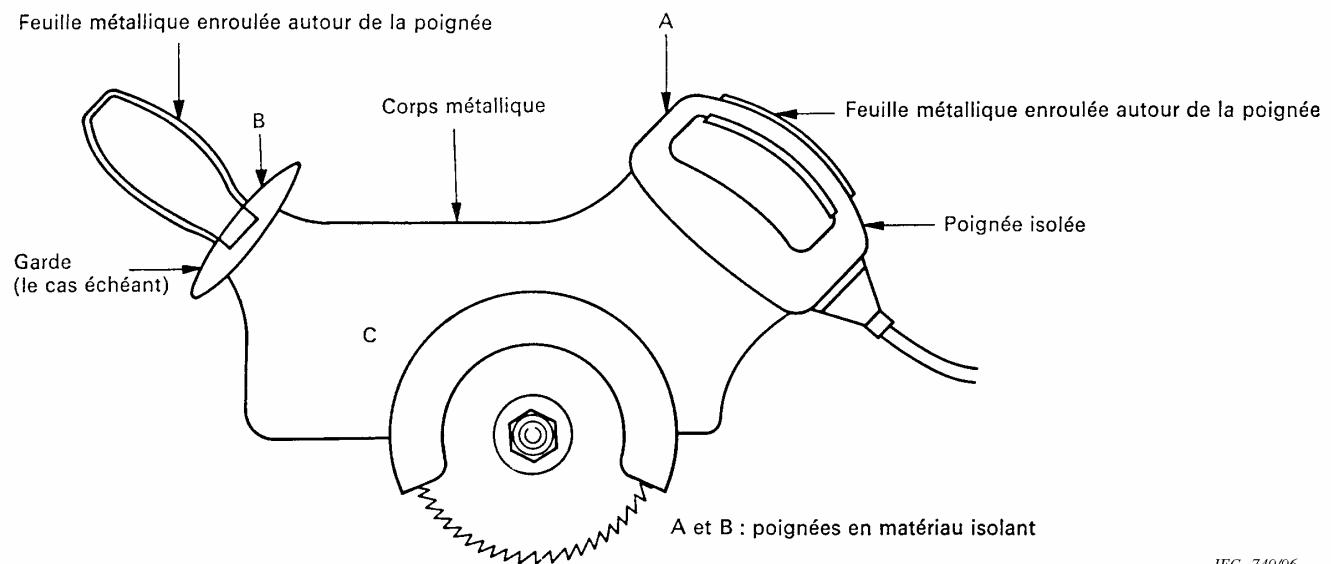
When the conducted emission to the mains is measured, the reference point is the reference ground in the artificial mains network (AMN). When this emission is measured on a signal or control line, the reference point is the reference ground of the line impedance simulation network (LISN). The general principle to be followed in the application of the artificial hand is that terminal M of the RC element shall be connected to any exposed non-rotating metalwork and to metal foil wrapped around all handles, both fixed and detachable, supplied with the appliance. Metalwork which is covered with paint or lacquer is considered an exposed metalwork and shall be directly connected to the RC element.

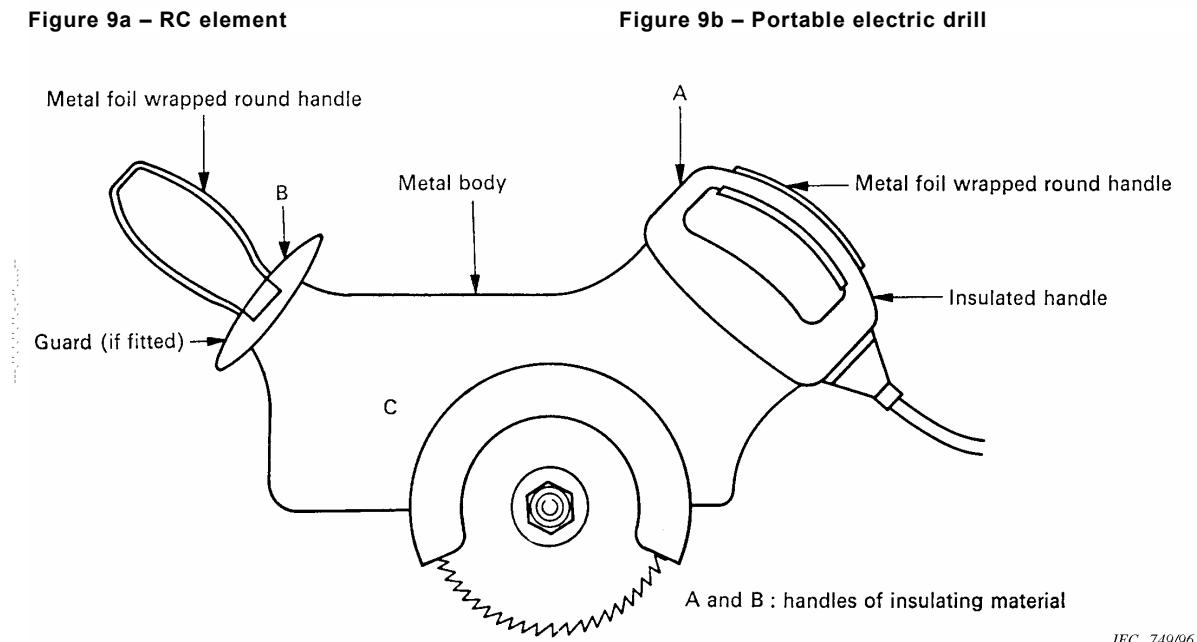
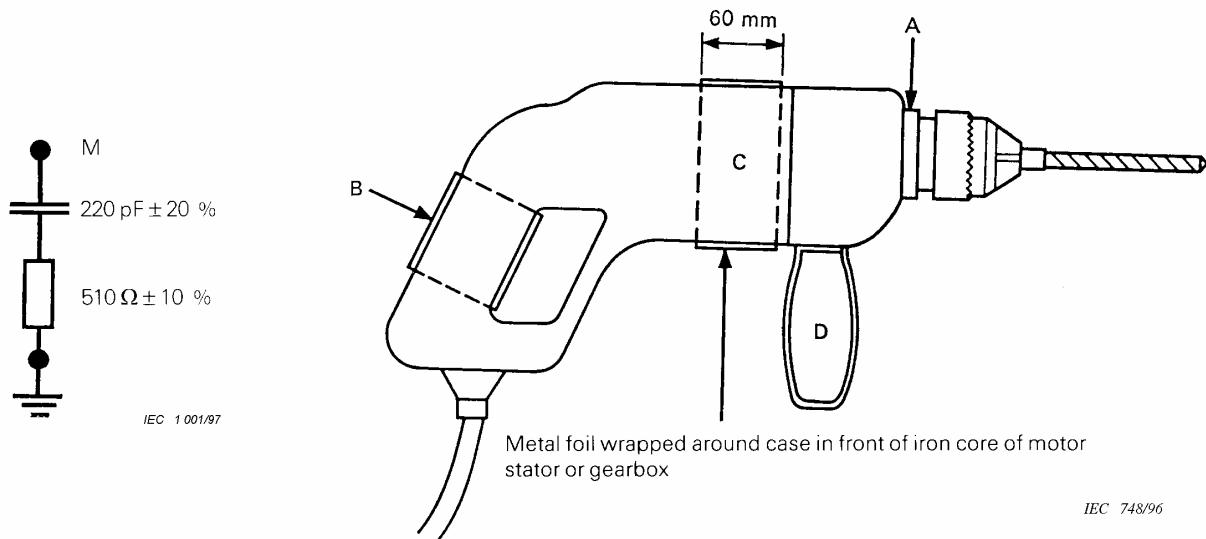
Les points suivants spécifient l'application détaillée de la main artificielle:

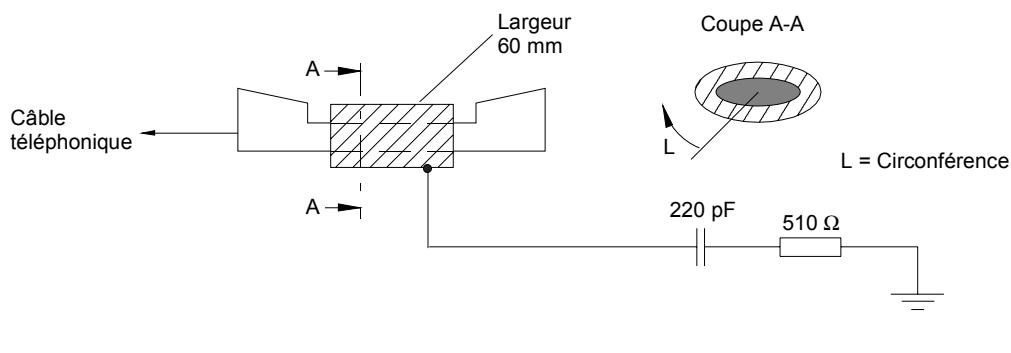
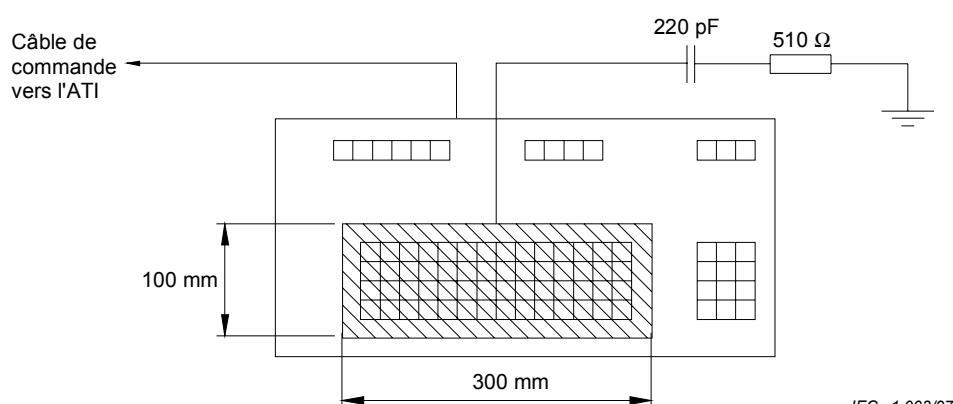
- a) Lorsque le boîtier de l'appareil est entièrement métallique et est relié à la terre, la main artificielle ne s'applique pas.
- b) Lorsque le boîtier de l'appareil est en matériau isolant, la feuille métallique doit être enroulée autour de la poignée B (voir figure 9c) et également autour de la seconde poignée D, si elle existe. Une feuille métallique de 60 mm de large doit également être enroulée autour du corps C (voir figure 9c) au point où se trouve la carcasse métallique du stator du moteur, ou autour de la boîte de vitesse si cette disposition donne un niveau de perturbation plus élevé. Toutes ces parties de feuille métallique ainsi que les bagues ou manchons métalliques, s'ils existent, doivent être reliés ensemble et à la borne M de l'élément RC.
- c) Lorsque le boîtier de l'appareil est en partie métallique et en partie isolant et qu'il possède des poignées isolantes, la feuille métallique doit être enroulée autour des poignées B et D (figure 9c). Si le boîtier n'est pas métallique à l'emplacement du moteur, une feuille métallique de 60 mm de large doit être enroulée autour du corps C à l'emplacement où se trouve le stator du moteur, ou autour de la boîte de vitesse si celle-ci est entourée d'un matériau isolant et que l'on obtienne un niveau de perturbation plus élevé. La partie métallique du corps, le point A, la feuille métallique autour des poignées B et D et la feuille métallique autour du corps C doivent être reliées ensemble et à la borne M de l'élément RC.
- d) Lorsqu'un appareil de classe II (sans conducteur de protection) possède deux poignées en matériau isolant A et B et un boîtier en métal C, par exemple une scie électrique (voir figure 9c), la feuille métallique doit être enroulée autour des poignées A et B. La feuille métallique sur A et B et le corps métallique C doivent être reliés ensemble et à la borne M de l'élément RC.
- e) La figure 10 donne des exemples pour un combiné téléphonique et pour un clavier. Pour un combiné téléphonique la feuille de 60 mm de large est enroulée autour de la poignée avec un certain recouvrement de la feuille. Dans le cas d'un clavier, il convient que la feuille métallique ou la plaque de circuit imprimé couvre entièrement les touches, si cela est possible. Si l'on utilise une plaque de circuit imprimé, la partie métallique doit être placée sur le clavier. Elle ne doit pas cependant dépasser les dimensions de 300 mm par 100 mm.

The following items specify the detailed application of the artificial hand:

- a) When the housing of the appliance is entirely of metal and is earth-grounded, the artificial hand is not required.
- b) When the case of the appliance is of insulating material, metal foil shall be wrapped around the handle B (figure 9c) and also around the second handle D, if present. Metal foil 60 mm wide shall also be wrapped around the body C (see figure 9c) at the point where the iron core of the motor stator is located, or around the gearbox if this gives a higher interference level. All these pieces of metal foil, and the metal ring or bushing A, if present, shall be connected together and to the terminal M of the RC element.
- c) When the case of the appliance is partly metal and partly insulating material, and has insulating handles, metal foil shall be wrapped around the handles B and D (figure 9c). If the case is non-metallic at the location of the motor, a metal foil 60 mm wide shall be wrapped around the body C at the point where the iron core of the motor stator is located, or alternatively around the gearbox, if this is of insulating loading material and a higher interference level is obtained. The metal part of the body, the point A, the metal foil around the handles B and D and the metal foil on the body C shall be connected together and to the terminal M of the RC element.
- d) When a class II appliance (without ground wire) has two handles of insulating material A and B and a case of metal C, for example an electric saw (figure 9c), metal foil shall be wrapped around the handles A and B. The metal foil at A and B and the metal body C shall be connected together and to terminal M of the RC element.
- e) Figure 10 gives examples for a telephone handset and a keyboard. For the handset, the 60 mm wide foil is wrapped around the handle with some overlap of the foil. In the case of a keyboard the foil or the PCB should fully cover the keys as far as possible. Using a PCB, the metal side has to be placed on the keyboard. It does not, however, need to exceed the dimensions of 300 mm × 100 mm.

**Figure 9a – Élément RC****Figure 9b – Outil électrique portatif****Figure 9c – Scie électrique portative****Figure 9 – Utilisation de la main artificielle**

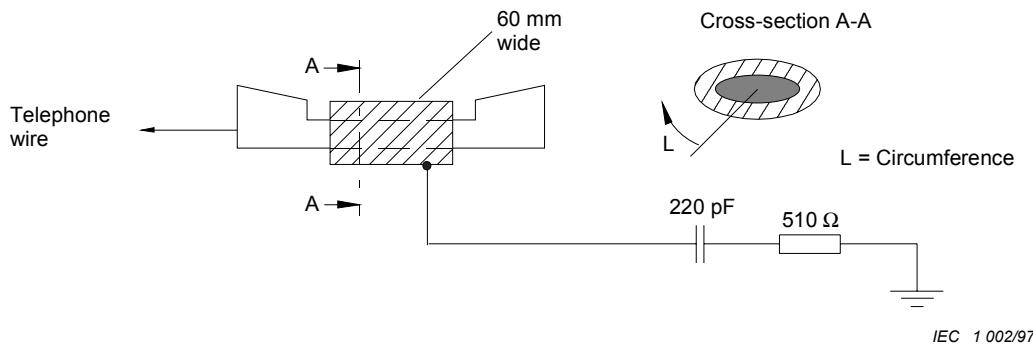
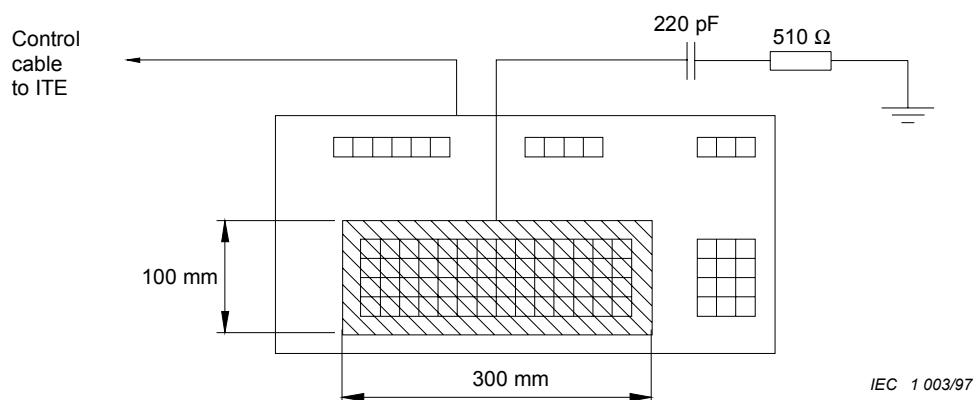
**Figure 9 – Application of the artificial hand**

**Figure 10a – Application d'une main fictive à un combiné téléphonique****Figure 10b – Application d'une main fictive à un clavier type**

La main fictive comporte une feuille métallique ayant les dimensions suivantes:

a) 60 mm de large et supérieur en longueur à L	pour les parties de l'appareil tenues à la main lors du fonctionnement, ou à un maximum de 4
b) 300 mm × 100 mm	pour des claviers; ici, la feuille métallique doit avoir des dimensions telles qu'elle couvre le nombre total de touches, ou qu'elle couvre partiellement le clavier, lorsque les dimensions du clavier sont supérieures à la taille maximale de la feuille.

Figure 10 – Exemples d'application d'une main fictive vers l'ATI

**Figure 10a – Application of artificial hand to telephone handset****Figure 10b – Application of artificial hand to typical keyboard**

The artificial hand incorporates a metal foil, with the following dimensions:

a) 60 mm wide and greater than L in length	for parts of the equipment that are handheld during operation, or at a maximum of 4
b) 300 mm × 100 mm	for keyboards, whereby the metal foil is to be sized in order to cover the total number of keys, or to partially cover the keyboard, when the keyboard dimensions are greater than the maximum foil size.

Figure 10 – Examples of application of artificial hand to ITE

Annexe A (normative)

Réseaux fictifs (article 4)

Cette annexe fournit les renseignements et données concernant les réseaux fictifs utilisés lors de la mesure de tension RF dans la gamme de 9 kHz à 100 MHz et capables de supporter une intensité pouvant atteindre 500 A. Ces réseaux peuvent être des réseaux en V permettant la mesure de tension entre chaque conducteur d'alimentation et la terre de référence, et des réseaux en delta pour les mesures de tension entre les conducteurs d'alimentation (symétrique) et entre le point commun des conducteurs d'alimentation et la terre de référence (asymétrique).

A.1 Généralités

Le circuit d'un réseau fictif doit en premier lieu fournir l'impédance demandée sur toute la gamme de fréquences utile. Il doit assurer un découplage suffisant vis-à-vis des signaux parasites du réseau d'alimentation (il convient généralement que le niveau de ces signaux parasites soit au moins de 10 dB inférieur au niveau mesuré par le récepteur de mesure). Ce circuit doit également empêcher que la tension d'alimentation soit appliquée au récepteur de mesure. Pour chacun des conducteurs de la ligne d'alimentation (2 fils en monophasé et 4 fils en triphasé), il convient de disposer d'un interrupteur permettant de relier le récepteur de mesure au conducteur de la ligne d'alimentation faisant l'objet de la mesure et de charger à la valeur correcte les autres conducteurs de cette même ligne. Les circuits décrits dans les articles ci-dessous sont équipés d'un tel dispositif. Ces circuits sont donnés pour le cas d'une alimentation monophasée bifilaire. L'extension au cas d'une alimentation triphasée à 4 fils s'effectue simplement.

A.2 Exemple du réseau fictif en V 50 Ω/50 µH + 5 Ω

Ce circuit est représenté par la figure 4, avec les valeurs des composants donnés au tableau A.1. L1, C1, R1, R4 et R5 définissent son impédance; L2, C2 et R2 assurent la protection contre les signaux parasites de l'alimentation et contre les variations d'impédance de celle-ci; C3 découpe le récepteur de mesure de la tension d'alimentation. Ce circuit peut être conçu pour des courants dont l'intensité maximale peut atteindre 100 A.

Tableau A.1 – Valeurs des composants du réseau 50 Ω/50 µH + 5 Ω

Composant	Valeur
R1	5 Ω
R2	10 Ω
R3	1 000 Ω
R4	50 Ω
R5	50 Ω (impédance d'entrée du récepteur de mesure)
C1	8 µF
C2	4 µF
C3	0,25 µF
L1	50 µH
L2	250 µH

Annex A (normative)

Artificial mains networks (clause 4)

This annex sets forth information and data concerning artificial mains networks used in the measurement of radio-frequency (RF) voltages over the frequency range 9 kHz to 100 MHz and having current carrying capabilities of up to 500 A. Included are V-networks for voltage measurements between each conductor of the supply mains and reference earth, and delta-networks for voltage measurements between conductors of the supply mains (symmetrical) and between the mid-point of the conductors of the supply mains and reference earth (asymmetrical).

A.1 General

An artificial mains network circuit has to provide firstly the specified impedance over the working frequency range. It has to provide sufficient isolation to spurious signals in the mains supply (the spurious signals generally should be at least 10 dB below the measurement level at the measuring receiver). Also it has to prevent the mains voltage from being applied to the measuring receiver. It should have these provisions for each conductor of the mains (two-wire in single-phase and four-wire in three-phase), a switch to connect the measuring receiver to the mains conductor under measurement and to provide the correct termination to the other mains conductors. The circuits given in the following have these facilities. They are given for the case of two-wire single-phase mains. The extension to four-wire three-phase use is simply done.

A.2 An example of the $50 \Omega/50 \mu\text{H} + 5 \Omega$ artificial mains V-network

Figure 4 shows a suitable circuit with the component values listed in table A.1. L1, C1, R1, R4 and R5 define the impedance; L2, C2 and R2 provide the isolation to spurious mains signals and mains impedance variations, and C3 decouples the measuring receiver from mains voltage. It may be constructed for use with currents up to 100 A.

Table A.1 – Component values of $50 \Omega/50 \mu\text{H} + 5 \Omega$ network

Component	Value
R1	5Ω
R2	10Ω
R3	1000Ω
R4	50Ω
R5	50Ω (input impedance the measuring receiver)
C1	$8 \mu\text{F}$
C2	$4 \mu\text{F}$
C3	$0,25 \mu\text{F}$
L1	$50 \mu\text{H}$
L2	$250 \mu\text{H}$

Aux fréquences les plus faibles de la gamme de 9 kHz à 150 kHz, l'impédance du condensateur de 0,25 µF, C3, n'est pas négligeable. Il est donc nécessaire, sauf indication contraire, d'effectuer une correction pour tenir compte de cette impédance.

C1 et C2 ayant des capacités élevées, il convient, pour des raisons de sécurité, soit de mettre correctement à la terre de référence le boîtier du réseau, soit d'utiliser un transformateur d'isolement.

Il convient que l'inductance L2 ait un coefficient de surtension au moins égal à 10 dans la gamme de fréquences de 9 kHz et 150 kHz. En pratique il est avantageux d'utiliser des inductances couplées en série-opposition dans la branche phase et la branche neutre (inductance à noyau commun).

L'article A.7 décrit une construction appropriée pour l'inductance L1. Il est possible que des difficultés se présentent lors de la construction de L2 dans le cas d'appareils exigeant des courants supérieurs à 25 A. Dans ce cas, la partie de découplage composée de L2, C2 et R2 peut être omise. Cela a pour effet, aux fréquences inférieures à 150 kHz, de faire sortir éventuellement l'impédance du réseau de la plage de tolérance indiquée en 4.2, et le découplage vis-à-vis du bruit de l'alimentation peut alors s'avérer insuffisant.

Ce circuit peut également satisfaire aux exigences applicables aux réseaux fictifs en V de 50 Ω/50 µH, spécifié en 4.3.

A.3 Exemple de réseau fictif en V 50 Ω/50 µH

La figure 5 représente le circuit constitué à l'aide des composants dont les valeurs figurent dans le tableau A.2. L1, C1, R2, R3 et R4 définissent son impédance. À la différence de l'exemple précédent, il n'y a pas de circuit de découplage car ce réseau satisfait aux exigences en matière d'impédance. Cependant, en cas de bruit ambiant élevé sur l'alimentation, il est nécessaire de prévoir un filtre pour réduire le niveau du signal parasite. Ce réseau peut être conçu pour des courants dont l'intensité maximale peut atteindre 100 A.

Tableau A.2 – Valeurs des composants du réseau 50 Ω/50 µH

Composant	Valeur
R1	1 000 Ω
R2	50 Ω
R3	0 Ω
R4	50 Ω (impédance d'entrée du récepteur de mesure)
R5	0 Ω
C1	1 µF
C2	0,1 µF
L1	50 µH

C1 ayant une capacité élevée, il convient, pour des raisons de sécurité, soit de mettre correctement à la terre de référence le boîtier du réseau, soit d'utiliser un transformateur d'isolement.

L'article A.7 décrit une construction appropriée pour l'inductance L1.

At the lowest frequencies of the range 9 kHz to 150 kHz, the 0,25 µF capacitance of C3 does not have a negligible impedance. Unless otherwise specified, it will be necessary to make a correction for this impedance.

Since C1 and C2 have high capacitances, for safety reasons the network case should either be solidly bonded to reference earth or a mains isolating transformer should be used.

The inductance L2 should have a Q-factor not less than 10 over the 9 kHz to 150 kHz frequency range. In practice, it is advantageous to use inductors coupled in series opposition in the live and neutral lines (common-core choke).

Clause A.7 describes a suitable construction for the inductor L1. For equipment requiring currents greater than 25 A, difficulties may be encountered in the construction of L2. In this case the isolating section L2, C2 and R2 may be omitted. The effects will be that the impedance of the network at frequencies below 150 kHz may be outside the tolerance specified in 4.2, and the isolation of mains noise may not be sufficient.

This circuit may also satisfy the requirements of the 50 Ω /50 µH artificial mains V-network specified in 4.3.

A.3 An example of the 50 Ω/50 µH artificial mains V-network

Figure 5 shows the circuit with the component values as listed in the table A.2. L1, C1, R2, R3 and R4 define the impedance. Unlike the previous example, there is no isolating section since the circuit is able to meet the impedance specification. However, in cases of high ambient mains noise a filter is required to reduce the spurious signal level. This network may be constructed for use with currents up to 100 A.

Table A.2 – Component values of 50 Ω/50 µH network

Component	Value
R1	1000 Ω
R2	50 Ω
R3	0 Ω
R4	50 Ω (input impedance of the measuring receiver)
R5	0 Ω
C1	1 µF
C2	0,1 µF
L1	50 µH

Since C1 has a high capacitance, for safety reasons the network case shall either be solidly bonded to reference earth or a mains isolating transformer shall be used.

Clause A.7 describes a suitable construction for the inductor L1.

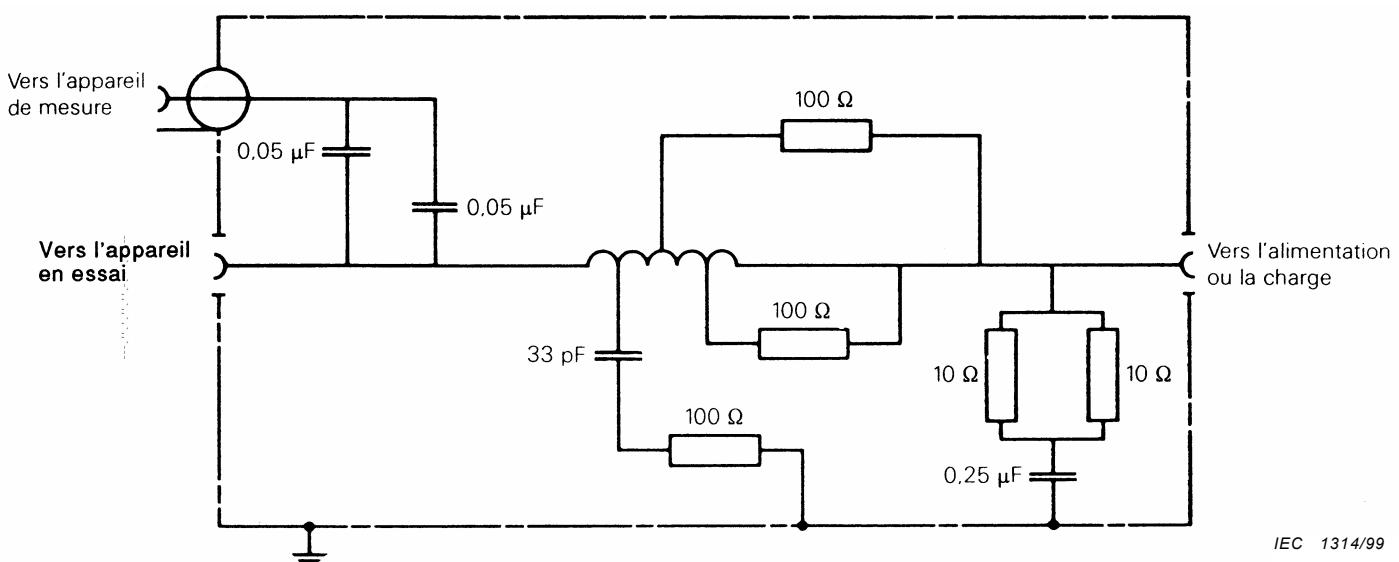
A.4 Exemples de réseau fictif en V $50 \Omega/5 \mu\text{H} + 1 \Omega$

Le circuit de la figure 5, réalisé avec les composants dont les valeurs figurent dans le tableau A.3 est adapté à des fréquences comprises entre 150 kHz et 30 MHz et des courants jusqu'à 400 A.

Tableau A.3 – Valeurs des composants du réseau $50 \Omega/5 \mu\text{H} + 1 \Omega$

Composant	Valeur
R1	1 000 Ω
R2	50 Ω
R3	0 Ω
R4	50 Ω (impédance d'entrée du récepteur de mesure)
R5	1 Ω
C1	2 μF valeur minimale
C2	0,1 μF
L1	5 μH

La figure A.1 représente un autre circuit réalisable avec les valeurs des composants. Il est adapté à des fréquences comprises entre 150 kHz et 100 MHz et à des courants pouvant atteindre 500 A.



Détails de la bobine:

5 μH , 18 tours, \varnothing 6 mm enroulés sur un support cylindrique de 50 mm de diamètre; prise à 3, 5, 9 et 13,5 tours.

Figure A.1 – Exemple de $50 \Omega/5 \mu\text{H} + 1 \Omega$ réseau fictif pour des appareils utilisant des sources de faible impédance

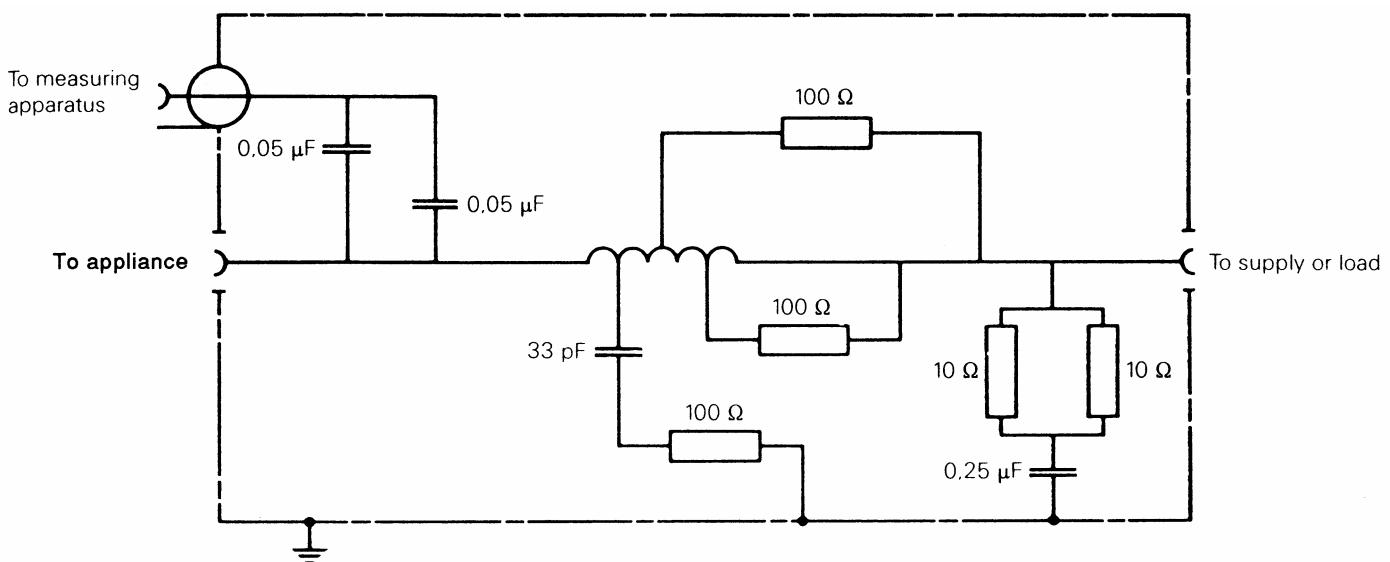
A.4 Examples of the $50 \Omega/5 \mu\text{H} + 1 \Omega$ artificial mains V-network

The circuit of figure 5 with the component values given in the table A.3 is suitable for frequencies 150 kHz to 30 MHz, and currents up to 400 A.

Table A.3 – Component values of $50 \Omega/5 \mu\text{H} + 1 \Omega$ network

Component	Value
R1	1 000 Ω
R2	50 Ω
R3	0 Ω
R4	50 Ω (input impedance of the measuring receiver)
R5	1 Ω
C1	2 μF (minimum)
C2	0,1 μF
L1	5 μH

An alternative circuit with component values is shown in figure A.1. It is suitable for the frequency range 150 kHz to 100 MHz, and for currents up to 500 A.



Coil details:

5 μH , 18 turns, \varnothing 6 mm wound on 50 mm diameter former. Tapping points at 3, 5, 9 and 13,5 turns.

Figure A.1 – Example of an alternative $50 \Omega/5 \mu\text{H} + 1 \Omega$ artificial mains network for devices used with low impedance power sources

A.5 Exemple de réseau fictif en V 150 Ω

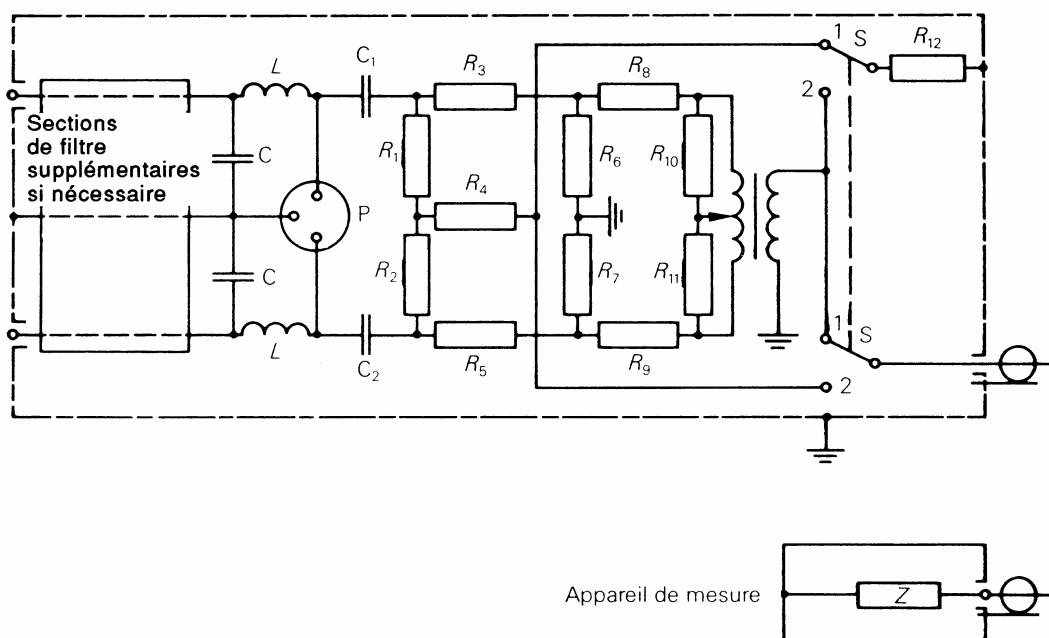
La figure 5 représente ce circuit. Les valeurs de ses composants sont données au tableau A.4.

Tableau A.4 – Valeurs des composants du réseau fictif en V 150 Ω

Composant	Valeur
R1	1 000 Ω
R2	150 Ω
R3	100 Ω
R4	50 Ω (impédance d'entrée du récepteur de mesure)
R5	0 Ω
C1	1 μF
C2	0,1 μF
L1	valeur permettant d'obtenir l'impédance spécifiée

A.6 Exemple de réseau fictif en delta 150 Ω

La figure A.2 représente un circuit approprié. Les valeurs des composants sont données au tableau A.5.



IEC 1314/99

- P est la prise pour l'appareil en essai
- 1 pour la composante symétrique
- 2 pour la composante asymétrique

Figure A.2 – Exemple de réseau fictif (delta) pour appareil de mesure à entrée non symétrique

A.5 An example of the 150Ω artificial mains V-network

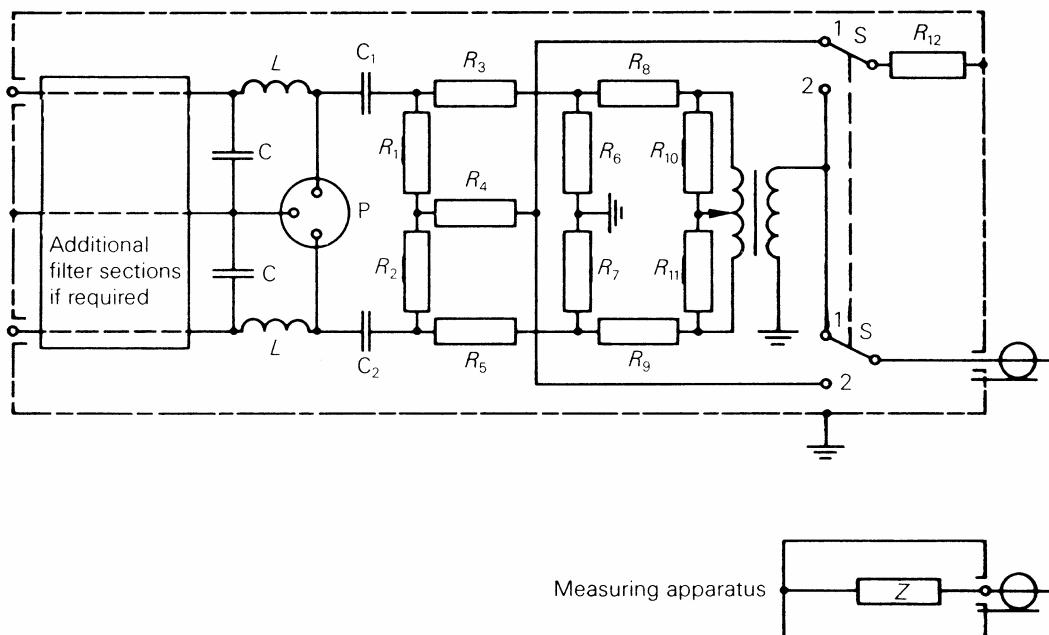
Figure 5 shows a suitable circuit. The component values are given in table A.4.

Table A.4 – Component values of the 150Ω V-network

Component	Value
R1	1 000 Ω
R2	150 Ω
R3	100 Ω
R4	50 Ω (input impedance of the measuring receiver)
R5	0 Ω
C1	1 μF
C2	0,1 μF
L1	suitable value to achieve the specified impedance

A.6 Example of the 150Ω artificial mains delta-network

Figure A.2 shows a suitable circuit. The component values are given in table A.5.



- P is the connection for apparatus under test
- 1 for the symmetrical component
- 2 for the asymmetrical component

Figure A.2 – Example of an artificial mains network (delta) for measuring apparatus with unbalanced input

Tableau A.5 – Valeurs des composants du réseau en delta 150 Ω

Composant	Valeur
R1, R2	118,7 (120) Ω
R3, R5	152,9 (150) Ω
R4	390,7 (390) Ω
R6, R7	275,7 (270) Ω
R8, R9	22,8 (22) Ω
R10, R11	107,8 (110) Ω
R12	50 Ω
C1, C2	0,1 μF
L, C	valeur permettant d'obtenir l'impédance spécifiée

NOTE 1 On prend comme hypothèse que le rapport du nombre de tours du transformateur symétrique/asymétrique est de 2,5, avec prise médiane.

NOTE 2 Les valeurs des résistances figurant entre parenthèses sont les valeurs préférentielles les plus proches (tolérance ±5 %).

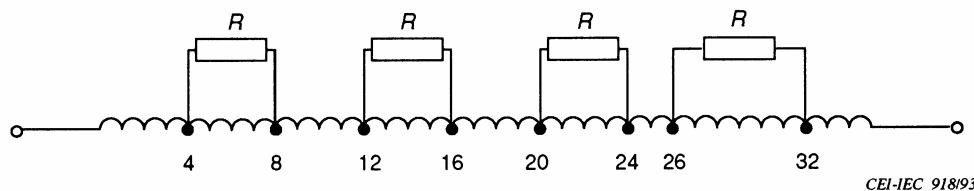
Les calculs effectués permettent d'obtenir les performances suivantes du réseau. Les valeurs figurant entre parenthèses sont celles qui découlent de l'utilisation de résistances dont les valeurs figurent entre parenthèses.

Affaiblissement:	Symétrique	20 (20) dB
	Asymétrique	20 (19,9) dB
Impédance du réseau:	Symétrique	150 (150) Ω
	Asymétrique	150 (148) Ω

A.7 Exemple de conception d'un réseau fictif avec une inductance de 50 μH

A.7.1 L'inductance

Le bobinage en solénoïde de l'inductance représenté à la figure A.3, se compose de 35 tours, disposés en une seule couche, de fil de cuivre de 6 mm de diamètre, enroulé avec un pas de 8 mm sur un noyau isolant. Son inductance est supérieure à 50 μH en dehors du boîtier métallique et de 50 μH à l'intérieur du boîtier métallique.



Les résistances R ($430 \Omega \pm 10\%$) sont connectées à des prises aux spires 4 et 8, 12 et 16, 20 et 24, 26 et 32. L'inductance a une valeur de $50 \mu\text{H} \pm 10\%$.

Figure A.3 – Schéma de l'inductance de 50 μH

Table A.5 – Component values of the 150 Ω delta-network

Component	Value
R1, R2	118,7 (120) Ω
R3, R5	152,9 (150) Ω
R4	390,7 (390) Ω
R6, R7	275,7 (270) Ω
R8, R9	22,8 (22) Ω
R10, R11	107,8 (110) Ω
R12	50 Ω
C1, C2	0,1 μF
L, C	suitable value to achieve the specified impedance
NOTE 1 The turns ratio of the balanced to unbalanced transformer is assumed to be 1:2,5 with center tap.	
NOTE 2 Resistance values shown in brackets are the nearest preferred values ($\pm 5\%$ tolerance).	

Calculations give the following network performance. Values in brackets are based on the resistance values in brackets.

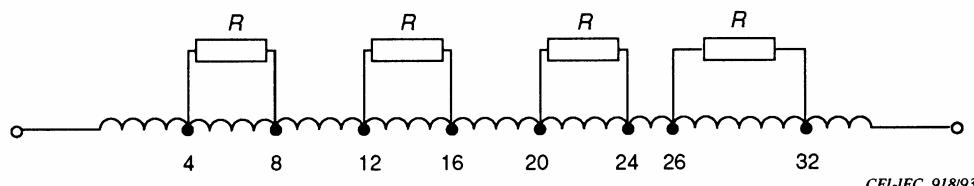
Attenuation: Symmetrical 20 (20) dB
 Asymmetrical 20 (19,9) dB

Network impedance: Symmetrical 150 (150) Ω
 Asymmetrical 150 (148) Ω

A.7 An example of a design for an artificial mains network with a 50 μH inductor

A.7.1 The inductor

The solenoidal winding of the inductor shown in figure A.3 consists of 35 turns of a single layer of 6 mm diameter copper wire with an 8 mm pitch wound on a coil former of an insulating material. Its inductance is greater than 50 μH outside the metal case and 50 μH inside the metal case.



Resistors R ($430 \Omega \pm 10\%$) are connected to taps at turns 4 and 8, 12 and 16, 20 and 24, 26 and 32. Inductance is $50 \mu\text{H} \pm 10\%$.

Figure A.3 – Schematic of 50 μH inductor

Le diamètre de l'inductance est de 130 mm. Pour améliorer la stabilité électrodynamique du bobinage, une rainure en spirale de 3 mm de profondeur est taillée dans le noyau de mise en forme et le fil est disposé au fond de cette rainure.

La stabilité à haute fréquence de cette inductance est améliorée par répartition du bobinage. Chaque partie est composée de 4 tours. Une partie sur deux est mise en parallèle avec une résistance de 430Ω . Cela permet de supprimer les résonances internes existant dans l'inductance, qui dans le cas contraire, pourraient faire dévier l'impédance d'entrée de la valeur spécifiée, à certaines fréquences.

A.7.2 Boîtier de l'inductance

L'inductance et les autres composants du réseau sont montés sur un cadre métallique qui est ensuite fermé à l'aide de capots métalliques. Les capots inférieurs et latéraux sont perforés afin de faciliter la dissipation thermique. Les dimensions du boîtier sont de $360 \times 300 \times 180$ mm. La figure A.4 en représente une vue générale.

NOTE Il est recommandé de situer aussi près que possible d'un coin de l'extrémité du boîtier les bornes du côté charge, de telle façon qu'il soit possible d'interconnecter plusieurs de ces réseaux à l'aide de fils courts entre ces bornes et la prise à utiliser pour la connexion de l'appareil en essai.

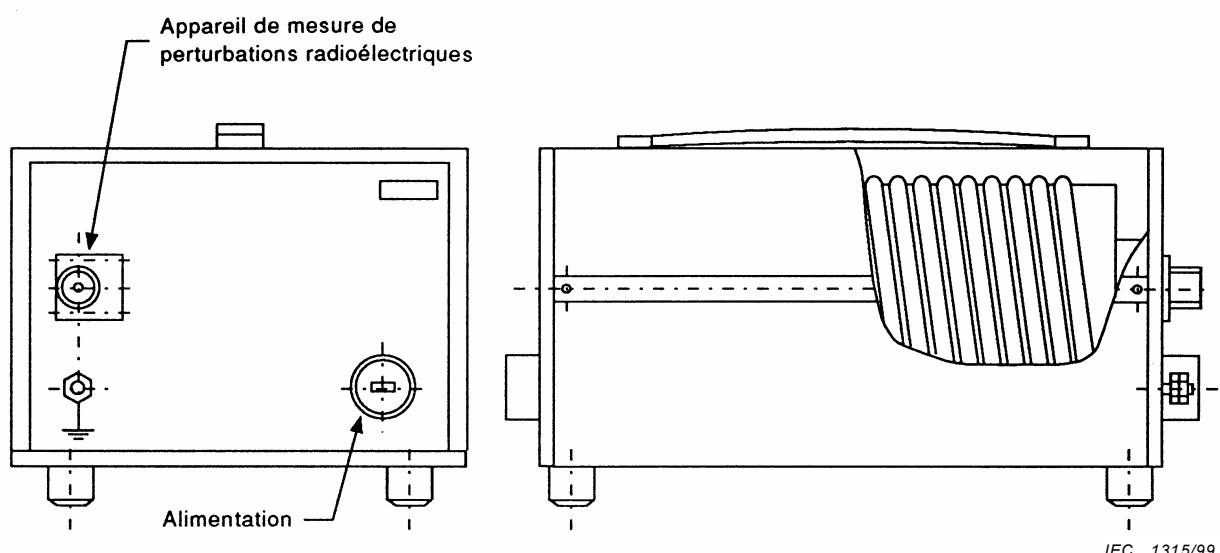


Figure A.4 – Vue générale du réseau fictif

A.7.3 Découplage de l'inductance

La figure A.5 représente l'affaiblissement subi par les signaux présents dans l'alimentation lorsque l'inductance est utilisée dans le circuit de la figure 4 sans la section de découplage L2, C2 et R2. L'affaiblissement est défini comme étant celui qui existe entre la borne d'alimentation et la borne de sortie de perturbation pour le branchement à l'appareil de mesure. Dans le cas de la courbe 1, l'impédance interne du générateur de signal sur la borne alimentation présente un caractère résistif et une valeur de 50Ω . Dans le cas de la courbe 2, l'impédance interne du générateur est modifiée en fonction de la valeur nominale du module de l'impédance d'entrée du réseau fictif, tel qu'indiqué dans la figure A.5.

The diameter of the inductor is 130 mm. In order to improve the electrodynamic stability of the winding, a 3 mm deep spiral groove is made in the coil former, and the wire is laid in this groove.

The higher frequency characteristics of the inductor are improved by sectionalizing the winding. Alternate sections, each of 4 turns, are each shunted by a 430Ω resistor. These act to suppress internal resonances in the inductor, which otherwise would cause the input impedance to deviate from the specified value at certain frequencies.

A.7.2 The case of the inductor

The inductor and the other components of the network are mounted on a metal frame which is then closed by metal lids. The bottom and side lids are perforated in order to improve the heat dissipation. The dimensions of the case are $360 \times 300 \times 180$ mm. Figure A.4 shows a general view.

NOTE It is recommended that the load-end terminals of the network be located as near as possible to a corner of that end of the case, so that two or more networks may be assembled with short leads from these terminals to the socket to be used for attachment of the equipment under test.

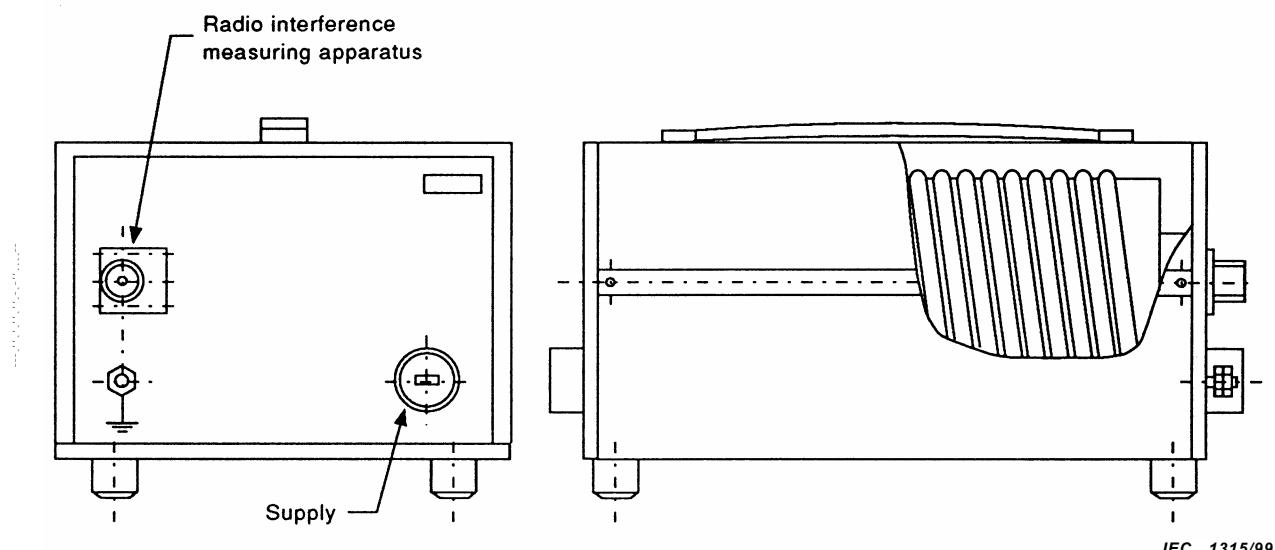
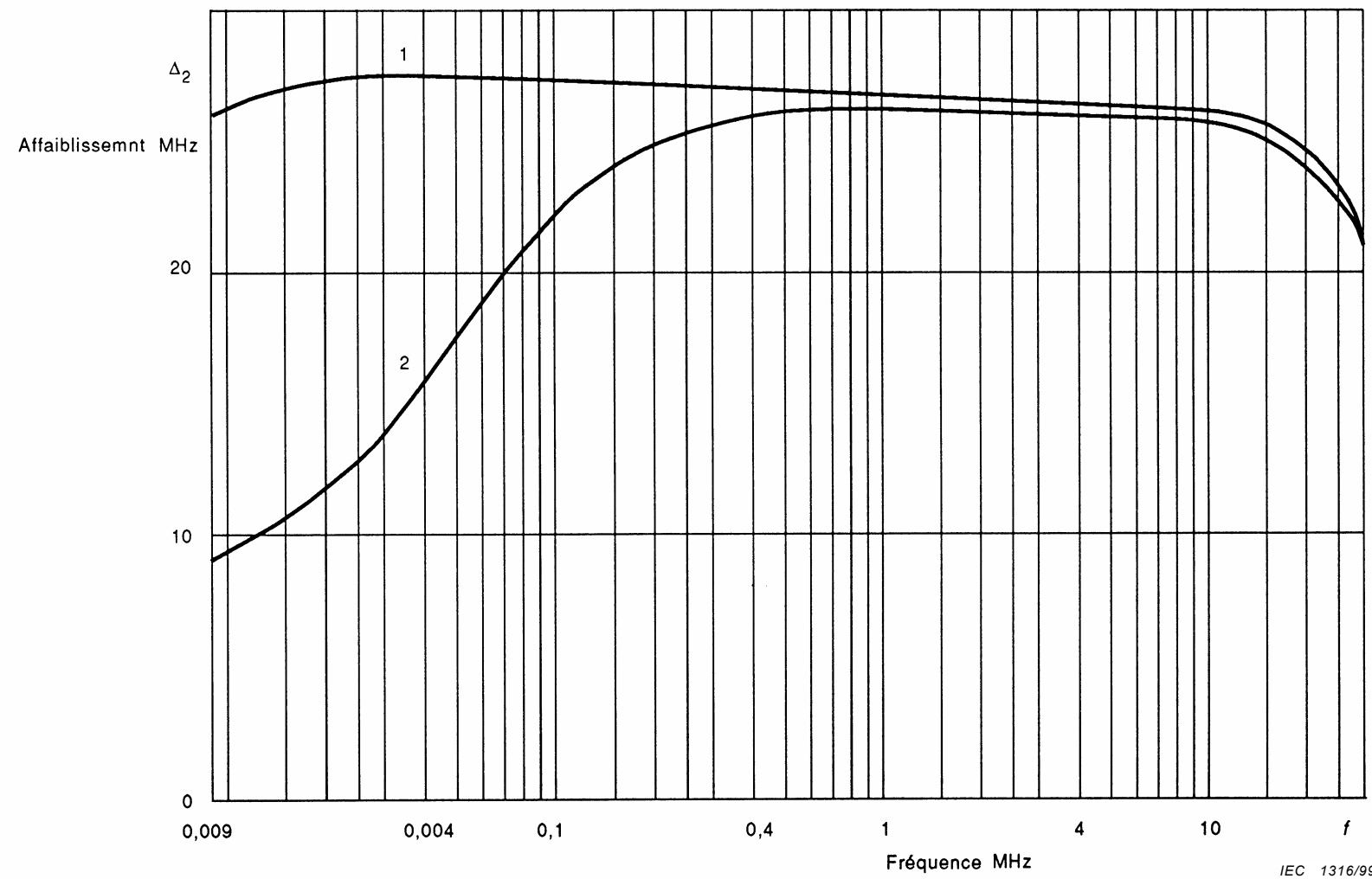


Figure A.4 – A general view of the artificial mains network

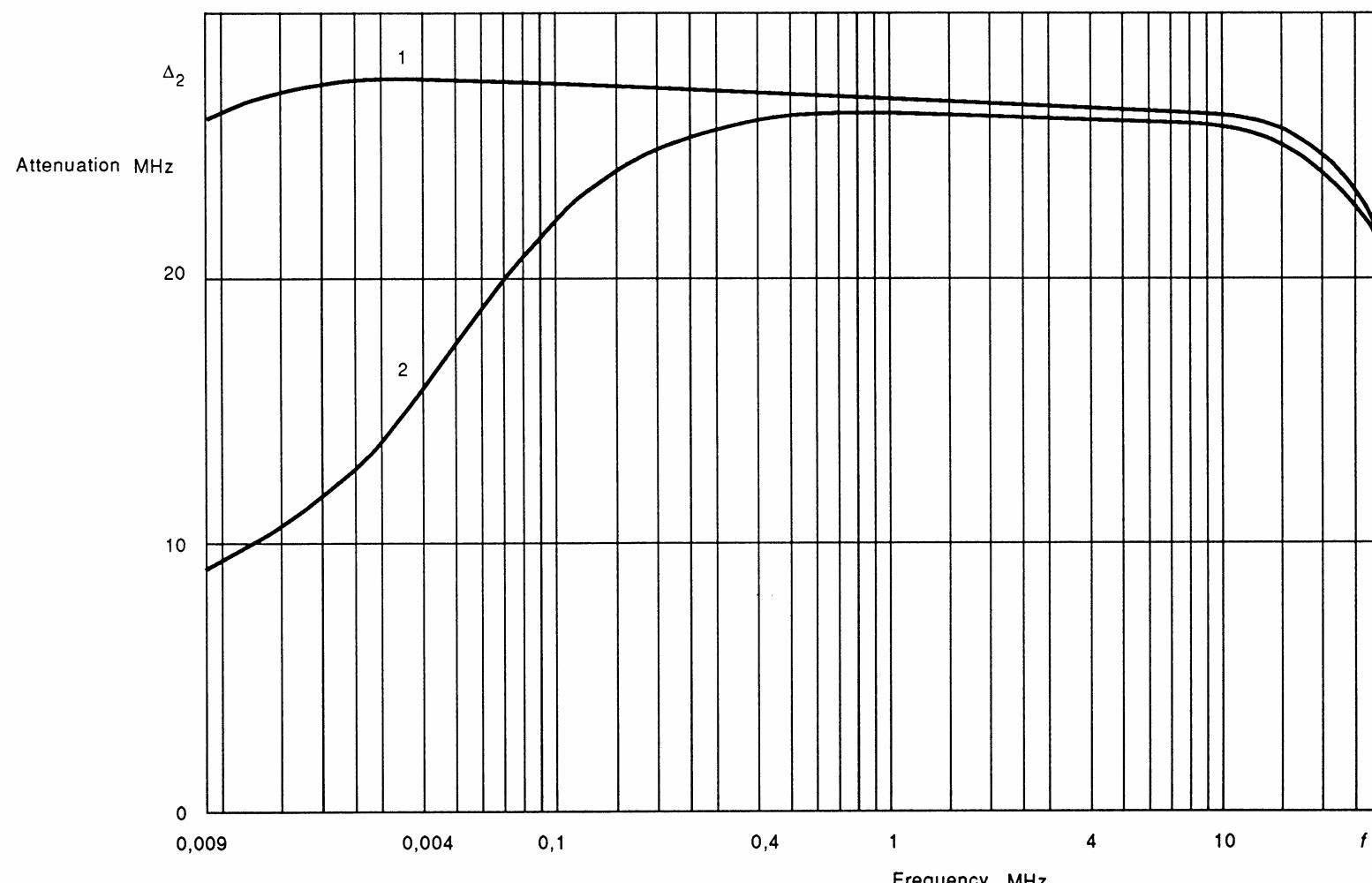
A.7.3 Isolation of the inductor

Figure A.5 shows the attenuation to signals on the mains supply when the inductor is used in the circuit of figure 4 but without the isolation section L2, C2, and R2. The attenuation is determined as that between the supply mains terminal and the radio disturbance measuring apparatus terminal. In the case of curve 1, the internal impedance of the signal generator at the mains terminal is 50Ω resistive. In curve 2, the internal impedance of the generator is varied in accordance with the nominal value of the magnitude of input impedance of the artificial mains network as given in figure A.5.



1 – Z_{gen} $R_{\text{gen}} = 50 \Omega$
2 – Z_{gen} $|Z_{\text{in AMN}}|$

Figure A.5 – Affaiblissement du filtre dans le réseau fictif



IEC 1316/99

$$\begin{aligned} 1 - Z_{\text{gen}} \quad R_{\text{gen}} &= 50 \Omega \\ 2 - Z_{\text{gen}} \quad |Z_{\text{in AMN}}| \end{aligned}$$

Figure A.5 – Attenuation of an artificial mains network filter

A.8 Mesure du facteur de division en tension du réseau fictif en V

Le facteur de division en tension peut être déterminé à l'aide d'un montage d'essai donné aux figures A.6a et A.6b pour chaque configuration d'essai d'un réseau en V. Il doit être mesuré sur chaque ligne avec chaque connexion interne (par exemple avec des configurations de commutation manuelles ou à distance) à l'aide d'un analyseur de réseau ou à l'aide d'un générateur de signaux et un récepteur de mesure ou un voltmètre RF avec une sonde de haute impédance (capacité faible). Toutes les lignes de l'accès de l'appareil en essai qui ne sont pas reliées à l'accès RF doivent être terminées par 50Ω .

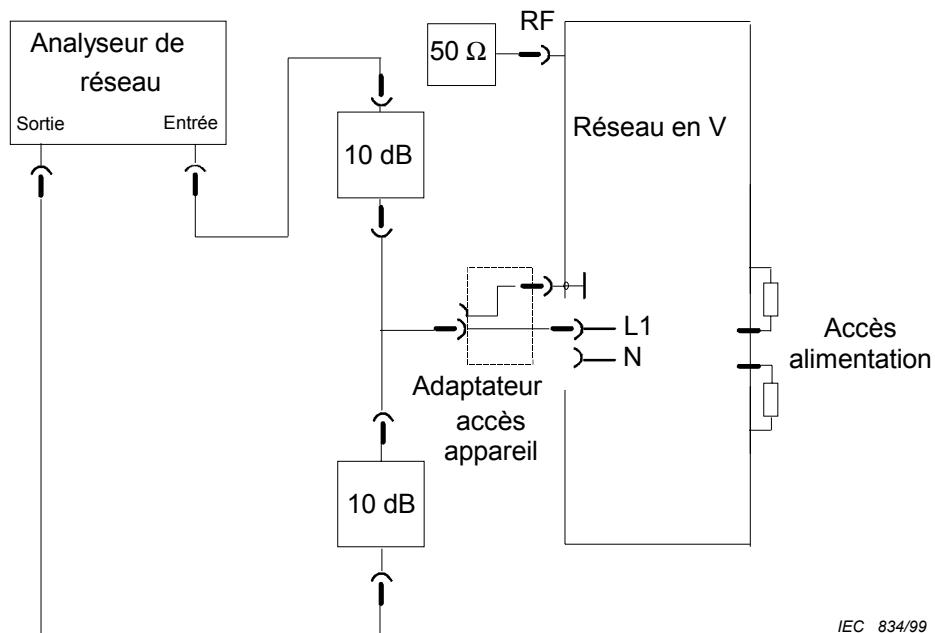


Figure A.6a – Montage d'essai pour la normalisation de l'analyseur de réseau

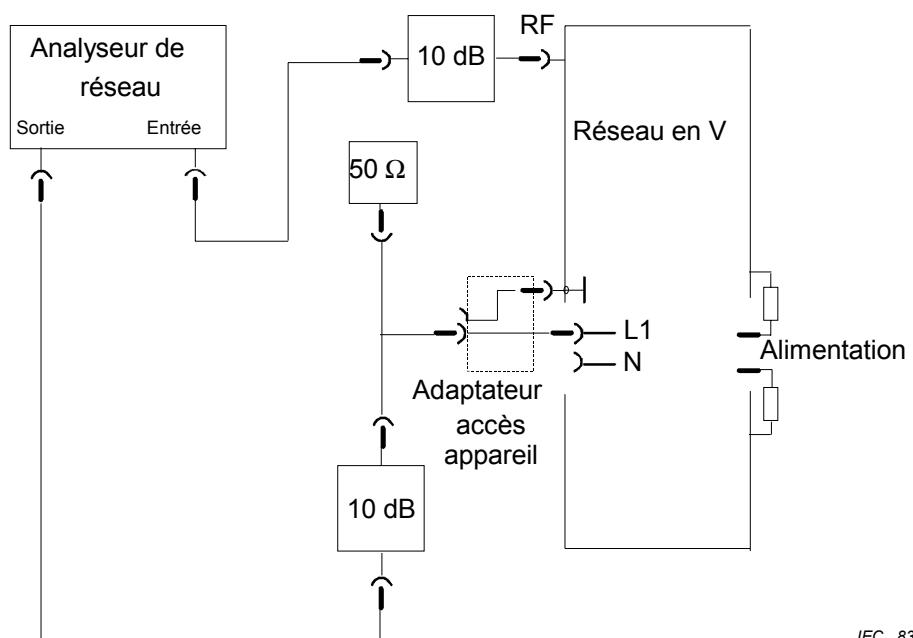


Figure A.6b – Montage d'essai pour la mesure du facteur de division de tension à l'aide d'un analyseur de réseau

A.8 Measurement of the voltage division factor of an artificial mains V-network

The voltage division factor may be determined using a test set-up as given by figures A.6a and A.6b for each test configuration of a V-network. It shall be measured on each line with each internal connection (e.g. with manual or remote switching configurations) using a network analyzer or using a signal generator and a measuring receiver or an RF-voltmeter with a high impedance (low capacitance) probe. All lines of the EUT port which are not connected to the RF port shall be terminated with 50Ω .

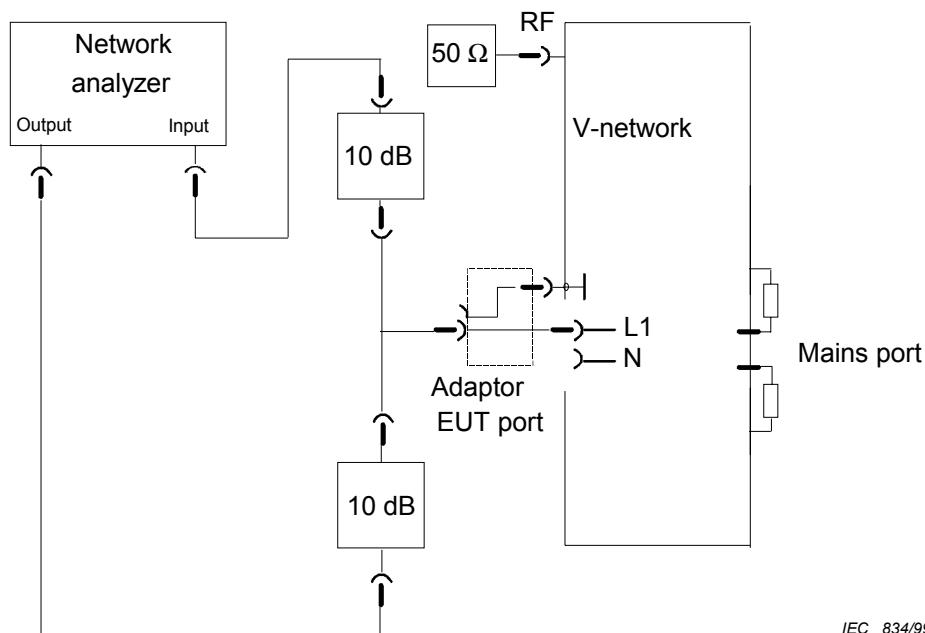


Figure A.6a – Test set-up for normalization of the network analyzer

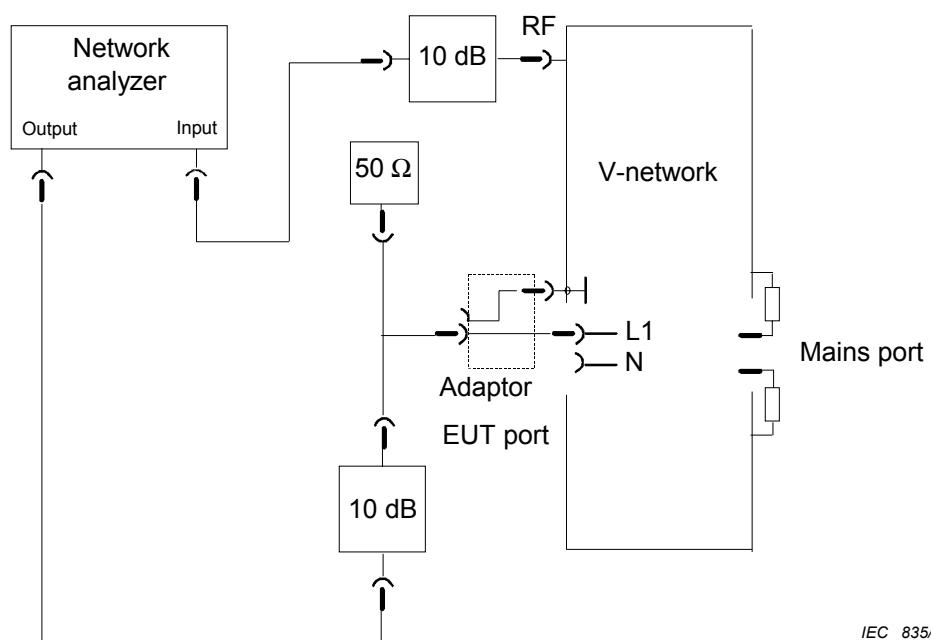


Figure A.6b – Test set-up for measurement of the voltage division factor using a network analyzer

Dans la mesure où l'accès de l'appareil en essai présente une impédance d'entrée dépendant de la fréquence, il est nécessaire que l'analyseur de réseau soit normalisé en utilisant le niveau de tension mesuré à l'accès de l'appareil en essai.

Si un générateur de signaux et un voltmètre RF avec une sonde à haute impédance sont utilisés, l'accès de l'appareil en essai est alimenté par un pont de 50Ω et l'accès RF est terminé par une charge de 50Ω pendant que l'on détermine le facteur de division en tension par deux mesures successives sur les accès de l'appareil en essai et RF.

La construction de l'adaptateur utilisé à l'accès pour l'appareil en essai est critique pour l'étalonnage. Il faut que les connexions fournissent une faible impédance et que le connecteur en T soit placé aussi près que possible des bornes de l'appareil en essai et des masses. Les atténuateurs de 10 dB sont utilisés pour fournir des impédances de source et de charge exactes de 50Ω pour des mesures précises.

Chaque ligne de l'accès au secteur doit être terminée par 50Ω par rapport au châssis.

Pour un réseau en V de 150Ω , il faut prendre en compte la division de tension entre l'accès appareil en essai et l'accès récepteur de mesure, c'est-à-dire $150 \Omega / 50 \Omega$.

Since the EUT port presents a frequency-dependant input impedance, the network analyzer needs to be normalized, using the measured voltage level at the EUT port.

If a signal generator and an RF-voltmeter with a high-impedance probe are used, the EUT port is fed via a 50Ω pad and the RF port is terminated with a 50Ω load while determining the voltage division factor by two subsequent measurements on the EUT and RF ports.

The construction of the adaptor used at the EUT port is critical for the calibration. The connections must provide low impedance and the T-connector must be placed as close as possible to the EUT port and earth terminals. The 10 dB pads are used to provide exact 50Ω source and load impedances for accurate measurements.

Each line of the mains port shall be terminated with 50Ω relative to the chassis.

For a 150Ω V-network the voltage division between the EUT port and the measuring receiver port, i.e. $150 \Omega/50 \Omega$, must be taken into consideration.

Annexe B
(informative)**Construction, gamme de fréquences et étalonnage
des sondes de courant**
(article 5)**B.1 Aspects électriques et physiques des sondes de courant**

La taille physique d'une sonde de courant dépend de la taille maximale du câble à mesurer, du courant maximal transporté par ce câble et de la gamme de fréquences des signaux à mesurer.

La sonde de courant a généralement une forme toroïdale, le conducteur à mesurer étant placé dans l'ouverture centrale du tore. Les exigences existantes et les caractéristiques fournies par les fabricants montrent que l'ouverture centrale peut avoir un diamètre variant entre 2 mm et 30 cm. Le bobinage secondaire est placé sur le tore de manière à faciliter l'introduction du conducteur dans la sonde. Le noyau annulaire et le bobinage sont enfermés dans un blindage destiné à éviter la sensibilité aux charges électrostatiques. Ce blindage est coupé pour éviter qu'il constitue un tour en court-circuit du transformateur.

Généralement, les sondes de courant utilisées pour les mesures de perturbations utilisent sept à huit tours secondaires. Le nombre de tours est choisi de manière à optimiser le rapport de tours donnant la plage de réponse en fréquence la plus étendue possible et permettant de maintenir l'impédance d'insertion à une valeur ne dépassant pas 1Ω . Pour les fréquences inférieures à 100 kHz, les noyaux sont en feuilles d'acier au silicium. Entre 100 kHz et 400 MHz ces noyaux sont en ferrite, et entre 200 MHz et 1 000 MHz, ce sont des noyaux à air associés à un transformateur de sortie symétrique/asymétrique 50Ω . La figure B.1 représente une sonde de courant typique.

La sonde de courant est généralement utilisée comme dispositif capteur pour les appareils de mesure de perturbation. Par conséquent, elle est conçue pour transformer le courant perturbateur en une tension détectable par l'appareil de mesure. La sensibilité de la sonde de courant peut être exprimée de façon pratique en termes d'impédance de transfert. L'impédance de transfert est définie comme le rapport entre la tension secondaire (généralement aux bornes d'une charge résistive de 50Ω) et le courant primaire. L'admittance de transfert est parfois utilisée à la place de l'impédance.

La sensibilité globale de la sonde de courant et du récepteur de mesure dépend également de la sensibilité du récepteur. La valeur minimale du courant perturbateur que l'on peut détecter dans un conducteur s'exprime par le rapport entre la sensibilité du récepteur (en volts) et l'impédance de transfert de la sonde de courant (en ohms). Par exemple, si l'on associe un récepteur de sensibilité $1 \mu\text{V}$ à une sonde de courant dont l'impédance de transfert est de 10Ω , le courant perturbateur mesurable minimal sera de $0,1 \mu\text{A}$. Par contre, si l'on associe un récepteur de sensibilité $10 \mu\text{V}$ à une sonde de courant dont l'impédance de transfert est de 1Ω , le courant détectable minimal est de $10 \mu\text{A}$. On constate donc que pour obtenir une sensibilité maximale il faut s'efforcer d'avoir une impédance de transfert aussi élevée que possible.

L'impédance de transfert (Z_T) est souvent exprimée en décibels (dB) par rapport à 1Ω . C'est là une unité pratique analogue à celle utilisée généralement en mesure de perturbations, comme les décibels par rapport à $1 \mu\text{V}$ ou à $1 \mu\text{A}$ (Z_T en décibels par rapport à 1Ω est équivalent à $20 \lg Z_T$).

Annex B (informative)

Construction, frequency range, and calibration of current probes (clause 5)

B.1 Physical and electrical considerations for current probes

The physical size of the current probe is a function of the maximum cable size to be measured, 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 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 has a gap to prevent it from being a shorted turn on the transformer.

Typical current probes for disturbance measurements use seven to eight secondary turns. This number of turns is an optimized turns-ratio to ensure a maximized flat frequency range and an insertion impedance of 1 Ω or less. For frequencies below 100 kHz laminated silicon steel cores are used. Ferrite cores are used between 100 kHz to 400 MHz and air cores are used between 200 MHz to 1 000 MHz with a balanced coil to unbalanced 50 Ω output transformer. Figure B.1 shows the configuration of a typical current probe.

The current probe is generally used as a pick-up device for disturbance measurements. Therefore, it is designed to transfer the disturbance 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. The transfer admittance is sometimes used instead.

Overall sensitivity of the current probe and disturbance receiver is also a function of the receiver sensitivity. Minimum detectable disturbance current in a conductor is the ratio of receiver sensitivity (V) to current probe transfer impedance (Ω). For instance, if a one microvolt (1 µV) receiver and a current probe with a transfer impedance of 10 Ω are used, then the minimum measurable disturbance current is 0,1 µA. However, if a 10 µV receiver and a current probe with a transfer impedance of 1 Ω are used, then the minimum measurable current is 10 µA. To obtain maximum sensitivity, the transfer impedance should be as high as possible.

The transfer impedance Z_T is often expressed in terms of decibels (dB) above 1 Ω. This is a convenient unit in reference to the more general disturbance units of decibels above 1 µV or 1 µA (Z_T in terms of decibels above 1 Ω is taken as $20 \log Z_T$).

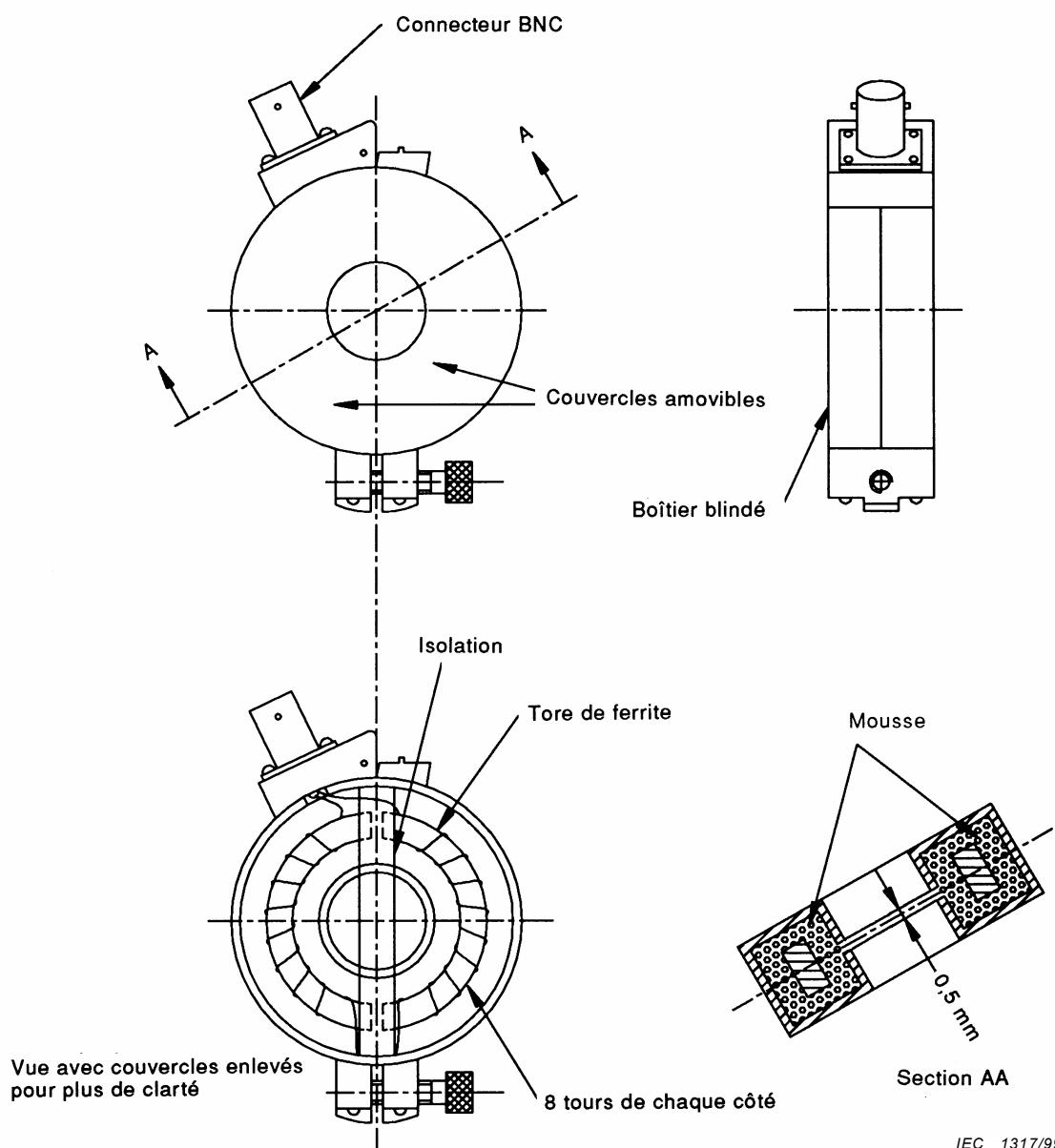


Figure B.1 – Configuration type d'une sonde de courant

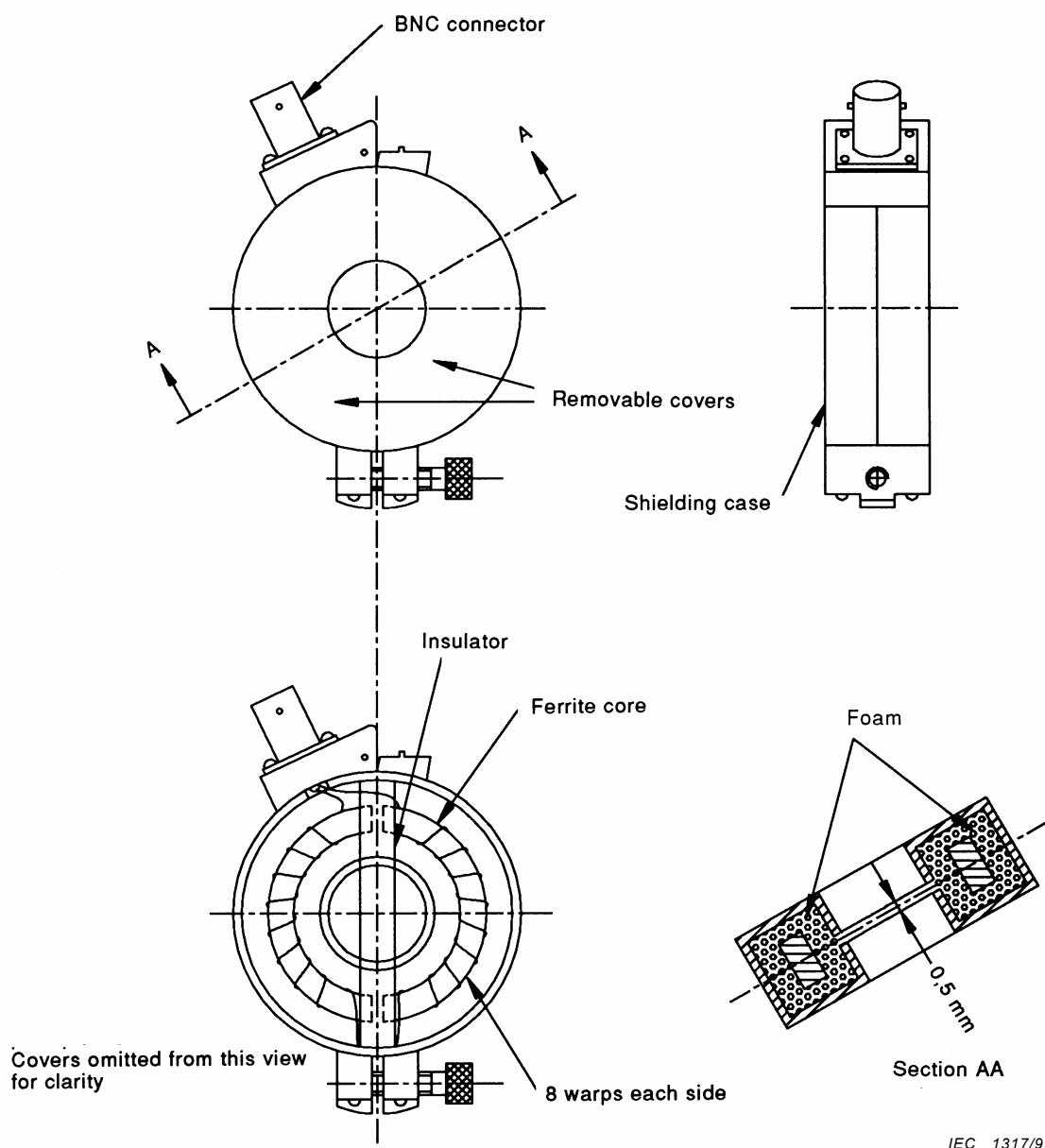


Figure B.1 – Typical current probe configuration

B.2 Circuit électrique équivalent d'une sonde de courant

La sonde de courant peut être représentée par un circuit équivalent exact basé sur la théorie générale des transformateurs. Il n'est pas nécessaire de reprendre ici ce circuit, car il apparaît dans de nombreux manuels de référence courants*. Après de nombreuses simplifications du circuit exact et des équations correspondantes, on obtient les équations suivantes pour l'impédance de transfert:

$$\text{Cas haute fréquence: } Z_T = \frac{\omega M}{[(\omega L / R_L)^2 + (\omega^2 LC - 1)^2]^{1/2}}$$

$$\text{Cas à fréquence moyenne: } Z_T = MR_L/L \text{ lorsque } (\omega^2 LC = 1)$$

$$\text{Cas à basse fréquence: } Z_T = \frac{\omega M}{[(\omega L / R_L)^2 + 1]^{1/2}}$$

où

Z_T est l'impédance de transfert;

M est l'inductance mutuelle entre les bobinages primaire et secondaire;

L est l'inductance du bobinage secondaire;

R_L est l'impédance de charge du secondaire (généralement 50 Ω);

C est la capacité répartie du secondaire;

ω est la pulsation en radians/seconde.

De ces équations, on peut tirer les conclusions suivantes:

- 1) L'impédance de transfert maximale aux fréquences moyennes pour une impédance de charge constante, est directement proportionnelle au rapport entre l'inductance mutuelle et l'inductance du secondaire (R_L restant constante).
- 2) Le point de demi-puissance à haute fréquence apparaît lorsque la réactance de la capacité distribuée du secondaire est égale à la résistance de charge.

B.3 Inconvénients des mesures à la sonde de courant

La sonde de courant est essentiellement un transformateur toroïdal qui réfléchit donc l'impédance du secondaire dans le primaire. Dans le cas typique d'un secondaire composé de huit tours et d'une charge de 50 Ω, l'impédance d'insertion est d'environ 1 Ω. Lorsque la combinaison des impédances de source et de charge du circuit à mesurer est supérieure à 1 Ω, l'application de la sonde de courant ne modifie pas de façon significative le passage du courant dans le primaire. Cependant, si la somme des impédances de source et de charge du circuit est inférieure à l'impédance d'insertion, l'application de la sonde de courant peut modifier considérablement le courant circulant dans le primaire.

Une sonde de courant est, entre autres, prévue pour la mesure des courants perturbateurs circulant dans les lignes d'alimentation primaires capables de transporter jusqu'à 300 A en courant continu ou 100 A en courant alternatif. La sonde de courant peut également être utilisée à proximité de dispositifs générant de forts champs magnétiques externes. L'impédance de transfert de la sonde de courant ne doit pas être modifiée par ces courants d'alimentation ou par les densités de flux. Par conséquent, le circuit magnétique doit être conçu de façon à ne pas se saturer. La fréquence de l'alimentation en courant alternatif pouvant se situer dans une plage comprise entre 20 Hz et 15 kHz, la sortie de la sonde de courant, à ces fréquences, peut endommager le circuit d'entrée du récepteur associé. Une protection peut être réalisée en insérant des filtres de réjection des fréquences alimentation entre la sonde de courant et le récepteur. La figure B.2 représente un filtre passe-haut ayant une fréquence de coupure de 9 kHz.

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

B.2 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:

High-frequency case:	$Z_T = \frac{\omega M}{[(\omega L / R_L)^2 + (\omega^2 LC - 1)^2]^{1/2}}$
Mid-frequency case:	$Z_T = MR_L/L$ when $(\omega^2 LC = 1)$
Low frequency case:	$Z_T = \frac{\omega M}{[(\omega L / R_L)^2 + 1]^{1/2}}$

where

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

The following conclusions result 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 (R_L being constant).
- 2) The high-frequency half-power point occurs when the reactance of the secondary distributed capacitance is equal to the load resistance.

B.3 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 Ω load, typically the insertion impedance is approximately 1 Ω. As long as the combination of source and load impedances of the circuit to be measured is greater than 1 Ω the application of the current probe will not greatly alter the primary current flow. However, if the sum of the circuit source and load impedances is less than the insertion impedance, the application of the current probe may alter the primary current considerably.

One intended current probe application is the measurement of disturbance 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 shall not be altered by these power currents or flux densities. Therefore, the magnetic circuit shall be designed so that it will not saturate. Since the a.c. power currents may be in the frequency range of 20 Hz to 15 kHz, the current probe output at these power frequencies may damage the input circuit of the associated receiver. A possible solution is the insertion of power-frequency rejection filters between the current probe and the receiver. Figure B.2 shows a high-pass filter with 9 kHz cut-off frequency.

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

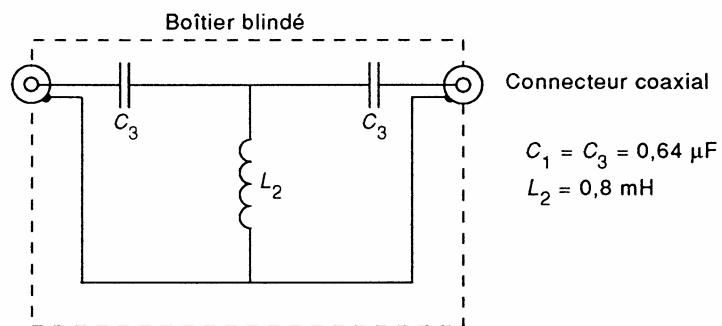


Figure B.2 – Filtre passe-haut avec une fréquence de coupure de 9 kHz

B.4 Caractéristiques typiques de la réponse en fréquence des sondes de courant

La figure B.3 représente les caractéristiques typiques de réponse en fréquence des sondes de courant, présentant des bandes passantes à réponse linéaire de a) 100 kHz à 100 MHz, b) 30 MHz à 300 MHz et c) 200 MHz à 1 000 MHz.

B.5 Structure de blindage utilisable avec les sondes de courant

Une sonde de courant à laquelle est associée une structure conductrice de blindage (par exemple cuivre, laiton, etc.) peut être utilisée pour mesurer des courants perturbateurs asymétriques (mode commun) ou symétrique (mode différentiel). Cette méthode est utilisable de 100 kHz à 20 MHz. La caractéristique essentielle de cette méthode réside dans une sonde de courant RF modifiée, combinée à un filtre passe-haut. Le but de ce filtre passe-haut est d'améliorer la réjection des courants aux fréquences d'alimentation à la sortie de la sonde de courant. Le montage d'essai est décrit dans la CISPR 16-2-1.

B.5.1 Modèle théorique

La figure B.4a représente le montage utilisé pour la mesure du courant à l'aide d'un réseau fictif. Les composantes des courants perturbateurs sont:

- I_1 courant dans le conducteur de phase de l'alimentation
- I_2 courant dans le conducteur de neutre de l'alimentation
- I_C courant asymétrique
- I_D courant symétrique

NOTE La phase entre I_1 et I_2 est supposée nulle. C'est le cas pour des conducteurs de longueur inférieure à 1 m et pour des fréquences inférieures à 30 MHz.

On peut constater à partir des figures B.4a et B.4b que les relations existant entre les courants sont les suivantes:

$$\begin{aligned} I_1 &= I_C + I_D \\ I_2 &= I_C - I_D \\ 2 I_C &= I_1 + I_2 \\ I_D &= I_1 - I_2 \end{aligned}$$

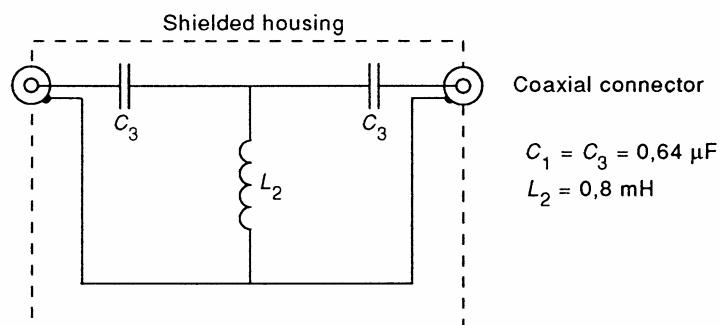


Figure B.2 – High-pass filter with cut-off frequency of 9 kHz

B.4 Typical frequency response characteristics of current probes

Figure B.3 shows the typical frequency response characteristics of current probes, with flat passbands of: a) 100 kHz to 100 MHz; b) 30 MHz to 300 MHz; and c) 200 MHz to 1 000 MHz.

B.5 A shielding structure for use with current probes

A current probe with the addition of a conductive (e.g., copper, brass, etc.) shielding structure may be used to measure either asymmetric (common mode) or symmetric (differential mode) disturbance current. The method is usable from 100 kHz to 20 MHz. The essential feature of this method is a modified RF current probe combined with a high-pass filter. The purpose of the high-pass filter is to enhance the rejection of the power frequency current in the output of the current probe. The test arrangement is described in CISPR 16-2-1.

B.5.1 Theoretical model

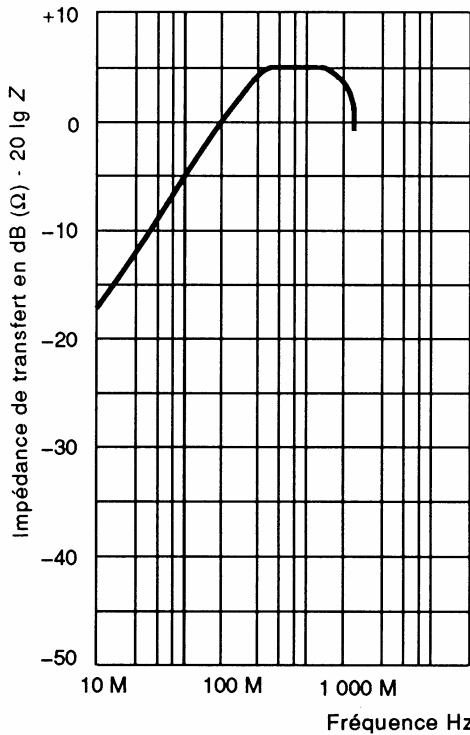
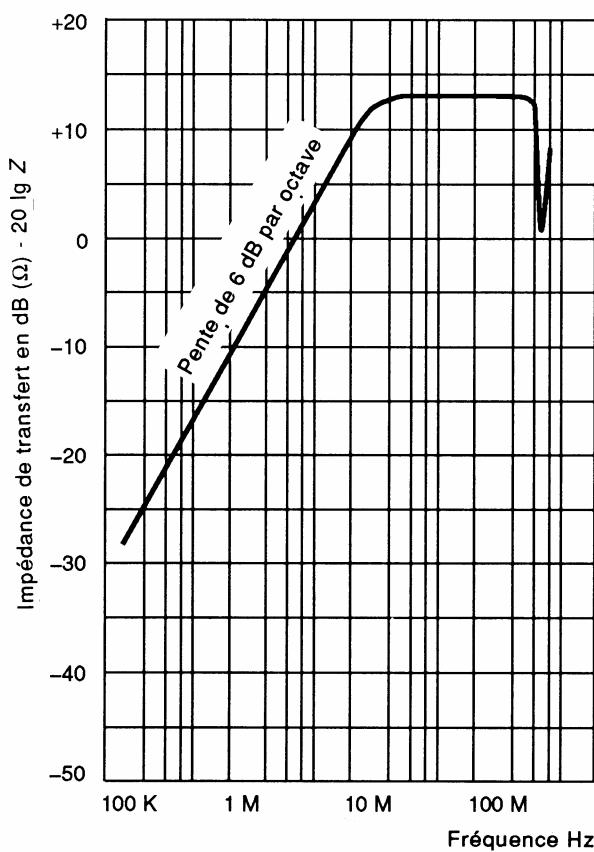
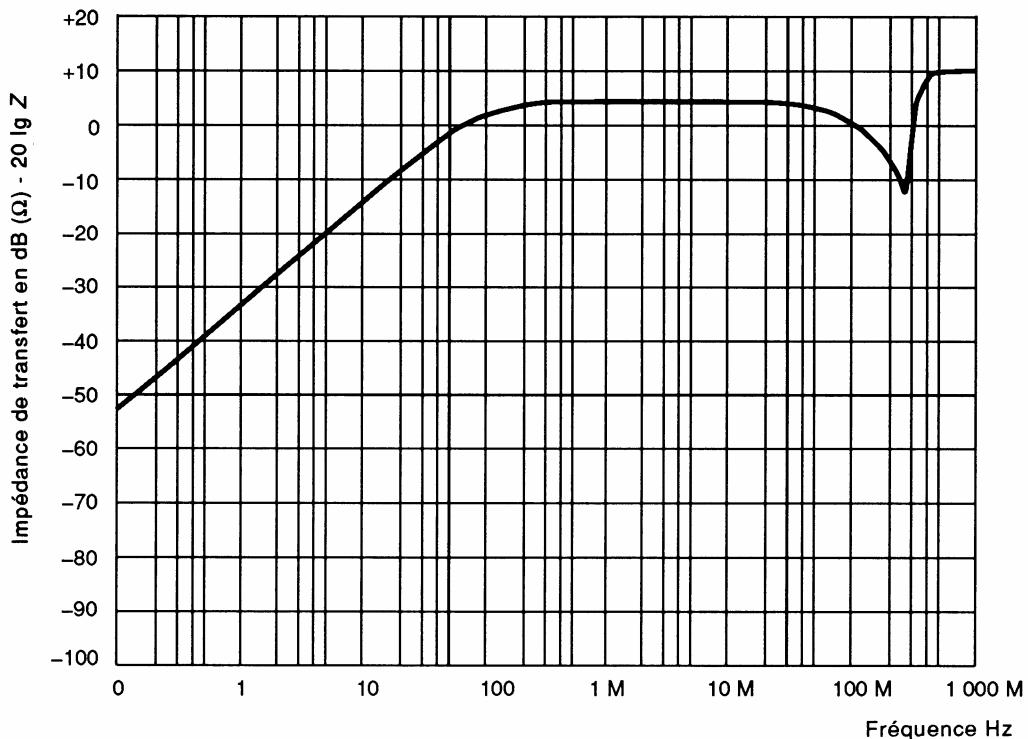
The set-up for current measurement using the artificial mains network is shown in figure B.4a. The components of the disturbance currents are:

- I_1 current in the live mains conductor
- I_2 current in the neutral mains conductor
- I_C asymmetric current
- I_D symmetric current

NOTE The phase angle between I_1 and I_2 is assumed zero. This is the case for leads of less than 1 m and frequencies below 30 MHz.

It can be seen from figures B.4a and B.4b that the currents have the following relations:

$$\begin{aligned} I_1 &= I_C + I_D \\ I_2 &= I_C - I_D \\ 2 I_C &= I_1 + I_2 \\ I_D &= I_1 - I_2 \end{aligned}$$



IEC 1319/99

Figure B.3 – Impédance de transfert des sondes de courant types (voir article B.4)

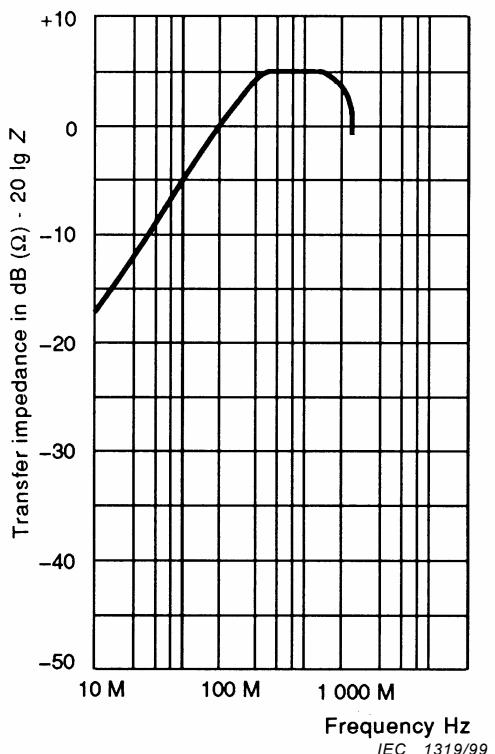
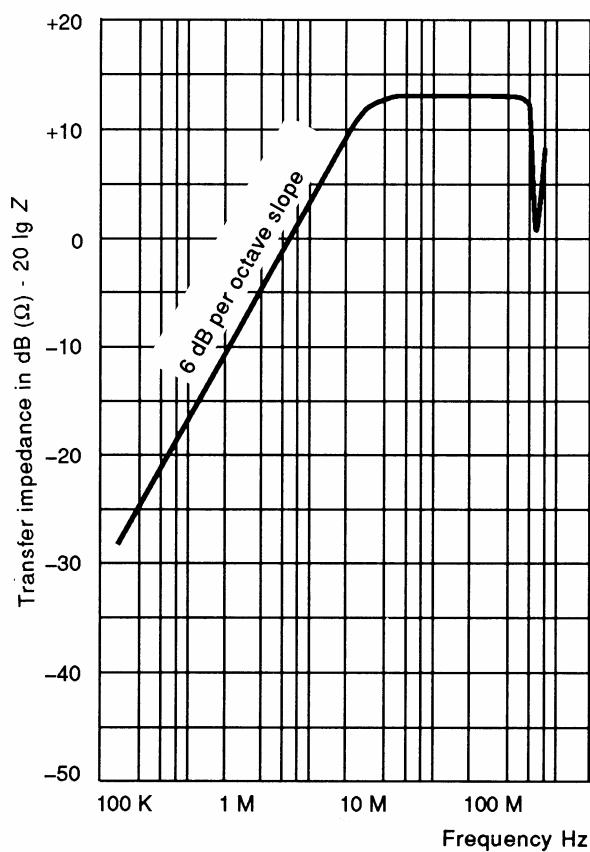
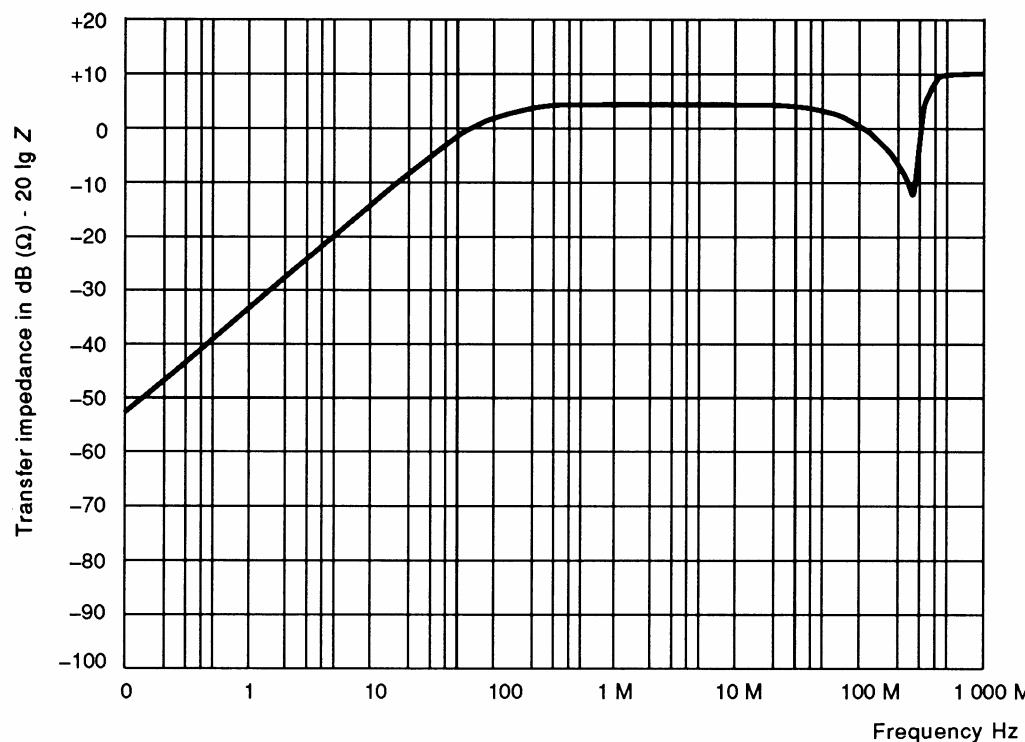


Figure B.3 – Transfer impedance of typical current probes (see clause B.4)

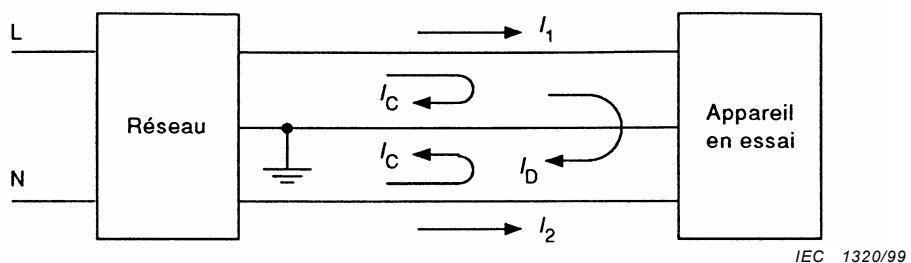


Figure B.4a – Circuit d'essai du CISPR avec les courants perturbateurs

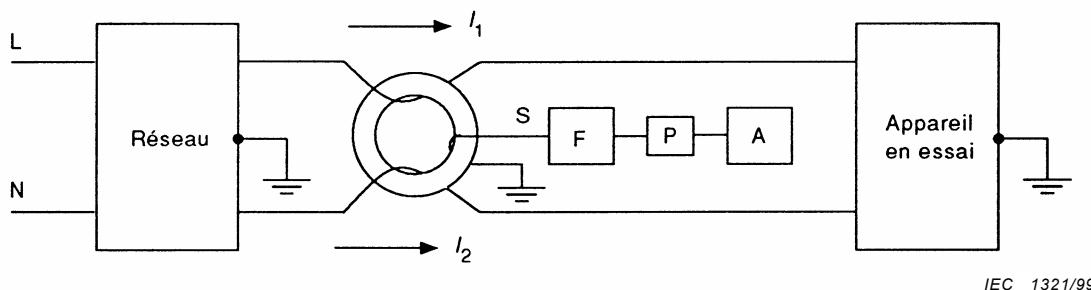
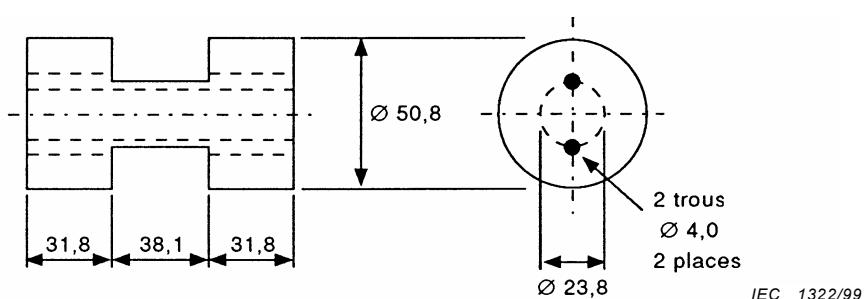


Figure B.4b – Circuit d'essai qui différencie le bruit de mode commun (asymétrique) et le bruit de mode différentiel (symétrique)

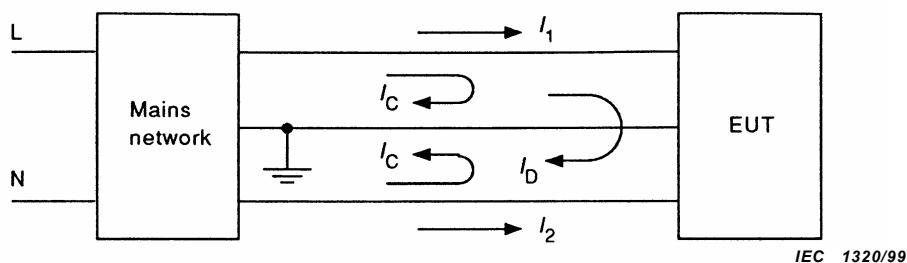
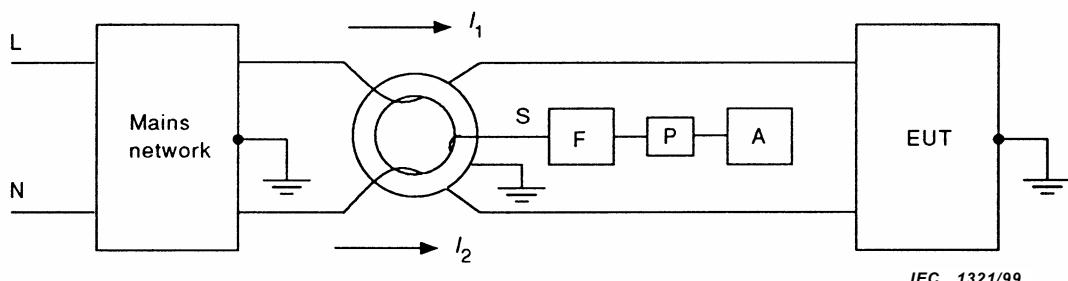
Donc, une sonde de courant, appliquée autour des conducteurs de telle manière que I_1 et I_2 s'ajoutent, permet d'obtenir en sortie un signal dû uniquement au courant asymétrique; par contre, la soustraction des courants permet d'obtenir un signal de sortie dû uniquement au courant symétrique. Une correction de 6 dB doit être appliquée à la valeur mesurée uniquement pour le courant asymétrique du fait du facteur 2 figurant dans l'équation (voir figure B.4b).

B.5.2 Construction de la structure de blindage

Le blindage supplémentaire nécessaire est représenté par la figure B.5. Les dimensions indiquées conviennent pour une sonde de courant dont le noyau central a un diamètre de 51 mm. Pour toute autre taille de sonde de courant, les dimensions sont modifiées en conséquence.



**Figure B.5 – Structure de blindage utilisé avec le transformateur de courant
(Il convient que le matériau soit fortement conducteur,
par exemple du cuivre ou du laiton)**

**Figure B.4a – CISPR test circuit with interference currents****Figure B.4b – Test circuit which differentiates common (asymmetrical mode) and differential (symmetrical) mode noise**

Thus a current probe clamped around the conductors so that I_1 and I_2 would add gives an output due solely to the asymmetrical current; whereas, subtraction of the currents would yield an output related only to the symmetrical current. A 6 dB correction of the measured value only for the asymmetrical current is required due to the factor of 2 in the equation for the asymmetrical current (see figure B.4b).

B.5.2 Construction of the shielding structure

The additional shield required is shown in figure B.5. The dimensions shown are for a current probe with a centre core of 51 mm diameter. For other sizes of current probes the dimensions are scaled accordingly.

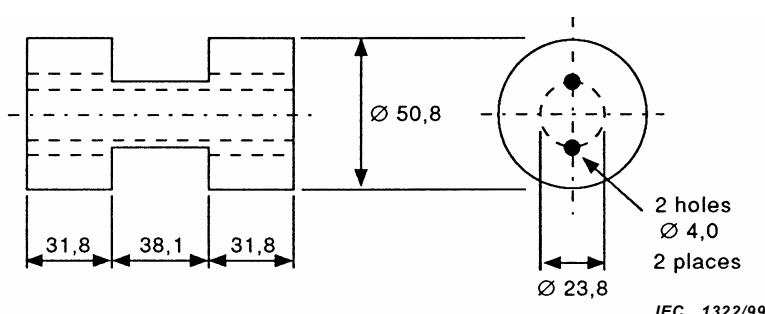


Figure B.5 – Shield configuration used with current transformer
**(The material should be highly conductive,
e.g. copper or brass)**

Cette structure sert à positionner les conducteurs non blindés dans la sonde de courant et à assurer un blindage supplémentaire par rapport à toute liaison avec l'extérieur lorsque la sortie est mise à la masse à l'une de ces extrémités. Le fil en toron isolé ($0,75 \text{ mm}^2$) est passé dans le trou et muni à chacune de ces extrémités de bornes permettant de recevoir les conducteurs blindés provenant du réseau d'alimentation et menant vers l'appareil en essai. Le diamètre de la partie centrale du blindage est revêtu de ruban isolant de telle manière que les fils soient fermement maintenus dans les encoches et que cette partie de l'ensemble soit bien serrée dans la sonde de courant lorsqu'elle est fermée.

Le blindage est positionné dans la sonde de courant de telle manière que le plan des conducteurs soit perpendiculaire au plan des entrefers dans les deux moitiés du noyau de la sonde. Il est important de veiller à ce que la structure de blindage représentée à la figure B.5 soit isolée du boîtier de la sonde de courant, de sorte que la fente du boîtier ne soit pas court-circuitée.

B.5.3 Filtre passe-haut

Si nécessaire, un filtre passe-haut est inséré entre la sortie de la sonde de courant et le récepteur de mesure. Ce filtre peut faire partie du récepteur de mesure. (Voir figures B.2 et B.4b).

B.6 Etalonnage des sondes de courant

L'étalonnage des sondes de courant peut être effectué à l'aide d'un système constitué des deux moitiés d'un adaptateur coaxial. Lorsqu'il est monté avec la sonde de courant en place, il constitue une ligne coaxiale dont le conducteur externe englobe la sonde de courant et le conducteur interne passe dans l'ouverture de la sonde (voir figure B.8).

Le circuit équivalent pour l'étalonnage est représenté par la figure B.6. Lorsque la ligne coaxiale est bien adaptée, le courant I_P circulant dans le conducteur interne peut être calculé à partir d'une mesure de la tension V_1 sur la ligne. Il convient de prendre en compte le corps, s'il est métallique, ou le blindage de la sonde, au moment de la conception du système, de façon à obtenir une bonne ligne coaxiale. Si la tension de sortie de la sonde de courant est V_2 , l'admittance de transfert peut être calculée à l'aide de la formule suivante:

$$k = V_1 - V_2 - 34$$

où

k est l'admittance de transfert en dB(S);

V_1 est la tension RF sur la ligne coaxiale, en dB(μV);

V_2 est la tension RF en sortie de la sonde, en dB(μV);

le facteur 34 est lié à l'impédance de la charge (50Ω).

L'admittance de transfert k est utilisée pour calculer la valeur du courant mesuré I_P , par la formule:

$$I_P = V_2 + k$$

où

I_P est en dB(μA), et

V_2 est en dB(μV)

k est en dB(s)

This structure serves to position the unshielded conductors in the current probe and to provide additional shielding from any external linkage when the output is grounded at one end. Insulated ($0,75\text{ mm}^2$), stranded wire is passed through the hole and fitted at each end with terminals to accept the shielded leads from the mains network and to the equipment under test. The diameter of the centre of the shield is the built-up with insulating tape so that the wires are firmly held in the slots and so that this portion of the assembly fits snugly in the current probe when it is closed.

The shield is positioned in the current probe such that the plane of the leads is perpendicular to the plane of the gaps in the core halves of the probe. It is important to ensure that the shielding structure as shown in figure B.5 is insulated from the current probe housing so that the gap in the housing is not shorted.

B.5.3 High-pass filter

A high-pass filter, if needed, is inserted between the output of the current probe and the measuring receiver. This filter may be part of the measuring receiver. (See figures B.2 and B.4b).

B.6 Calibration of current probes

Calibration of current probes may be done by a jig which is made of two halves of a coaxial adapter. When assembled with the current probe in place, it forms a coaxial line the outer conductor of which encloses the current probe and the inner conductor passes through the probe aperture (see figure B.8).

The equivalent calibration circuit is shown in figure B.6. When the coaxial line is well matched the current I_P through the inner conductor may be calculated from a measurement of the voltage V_1 on the line. The body, if metal, or shield of the probe should be taken into account in the design of the jig to achieve a good coaxial line. If the voltage output of the current probe is V_2 the transfer admittance may be calculated using the following formula:

$$k = V_1 - V_2 - 34$$

where

k is the transfer admittance in dB(S);

V_1 is the RF voltage on the coaxial line in dB(μV);

V_2 is the RF output voltage of the probe in dB(μV);

the factor 34 is related to the 50Ω load impedance.

The transfer admittance k is used to calculate the value of the measured current I_P by the formula:

$$I_P = V_2 + k$$

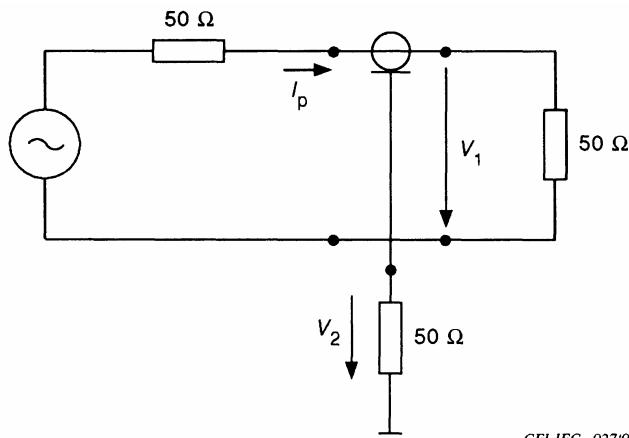
where

I_P is in dB(μA), and

V_2 is in dB(μV)

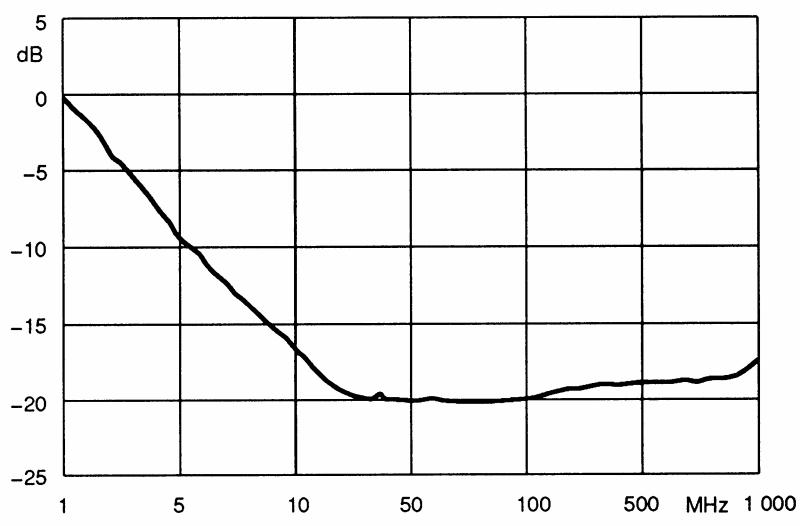
k is in dB(s)

La figure B.7 présente un résultat d'étalonnage typique, la figure B.8a présente les pertes d'insertion et la figure B.8b montre une configuration typique d'un système d'adaptateur coaxial.



CEI-IEC 927/93

**Figure B.6 – Schéma du circuit avec adaptateur coaxial et sonde de courant
Mesure du facteur k de la sonde de courant**



CEI-IEC 928/93

Figure B.7 – Facteur k de la sonde de courant en fonction de la fréquence

Figure B.7 shows a typical calibration result, figure B.8a shows the return loss and figure B.8b shows picture of the coaxial adapter jig.

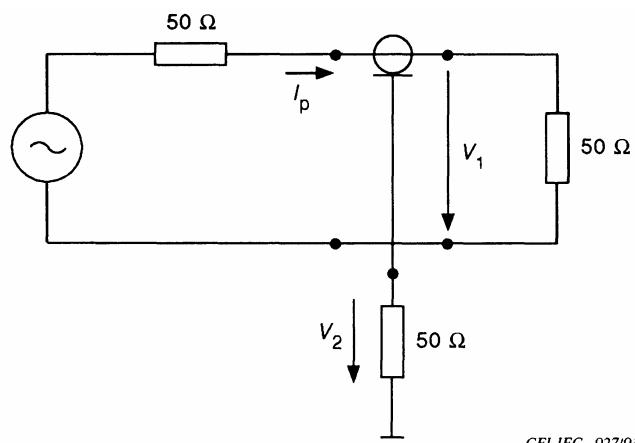


Figure B.6 – Schematic diagram of circuit with coaxial adapter and current probe Current probe factor k measurement

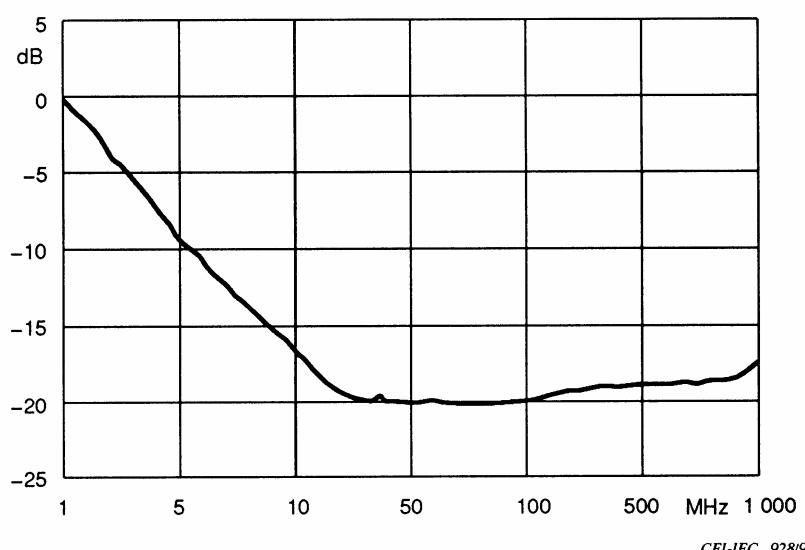


Figure B.7 – Current probe factor k as a function of frequency

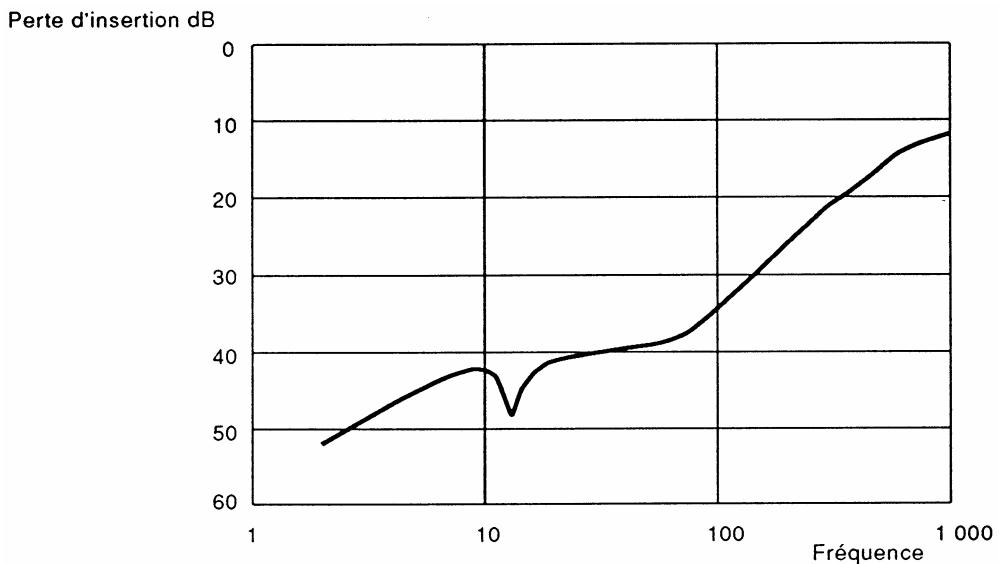
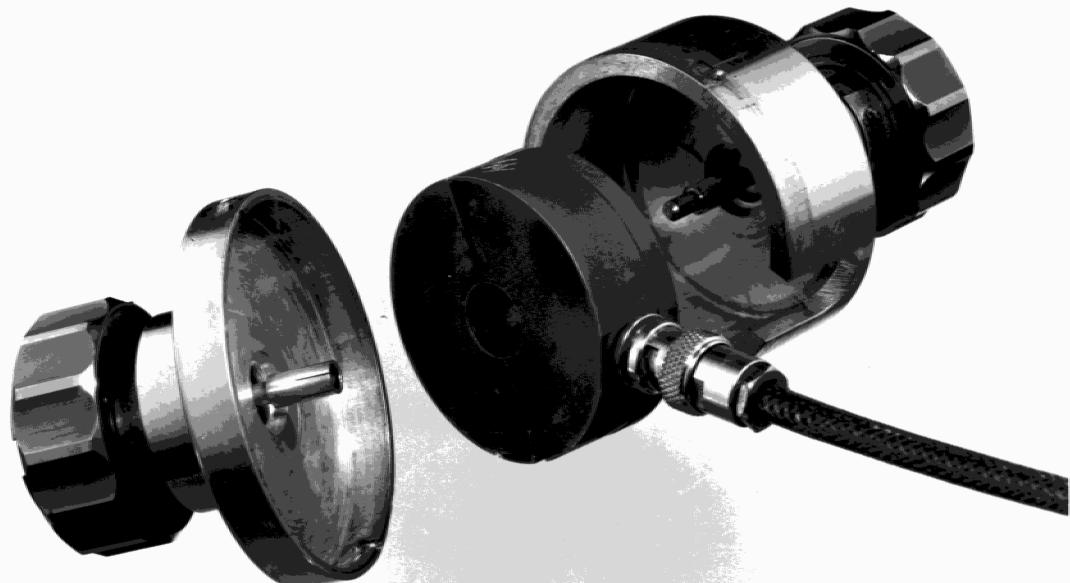


Figure B.8a – Pertes d'insertion

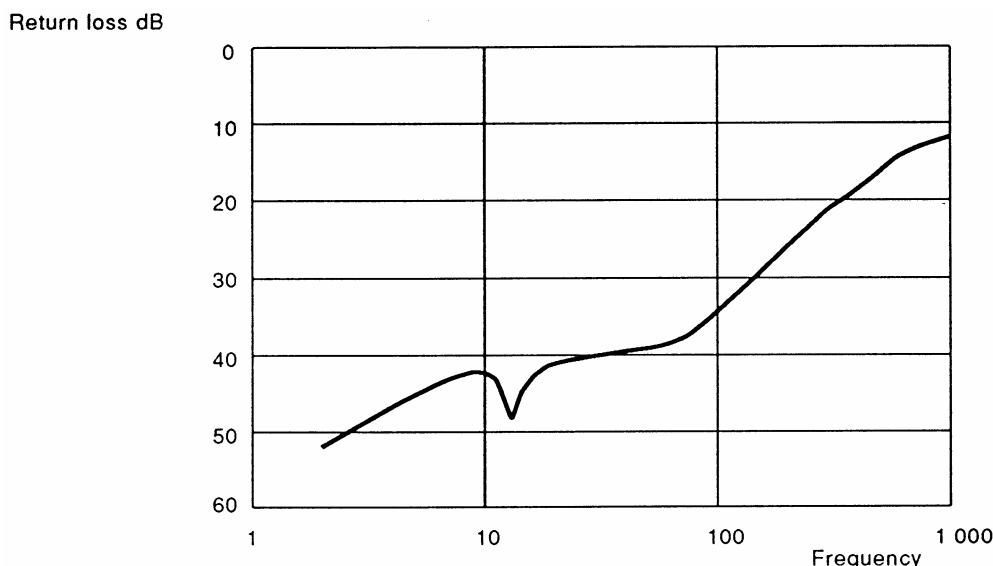
IEC 1323/99

Pertes d'insertion de l'adaptateur coaxial (voir ci-dessous) chargé par 50Ω avec la sonde de courant incorporée. La sonde de courant est également chargée par 50Ω .



CEI-IEC 930/93

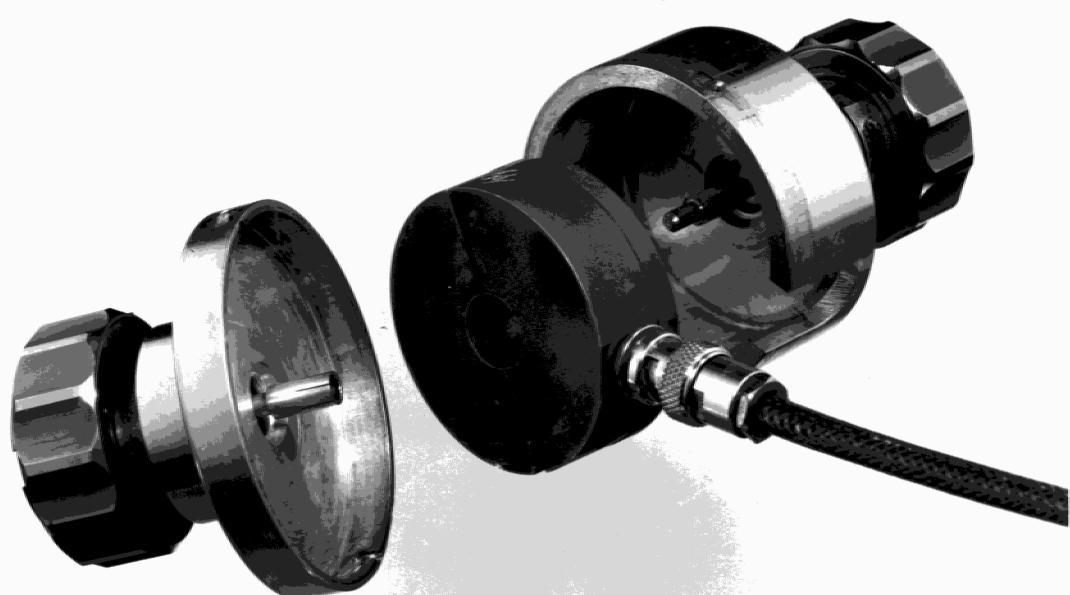
Figure B.8b – Sonde de courant entre les deux moitiés de l'adaptateur coaxial



IEC 1323/99

Figure B.8a – Return loss

Return loss of the coaxial adapter (see below) terminated with 50Ω and with the current probe inside. The current probe is also terminated with 50Ω .



CEI-IEC 930/93

Figure B.8b – Current probe between the two halves of the coaxial adapter

Annexe C (informative)

Construction des boîtiers de couplage pour injection de courant dans la gamme de fréquences de 0,15 MHz à 30 MHz (article 6)

C.1 Boîtier de couplage de type A, pour entrée coaxiale d'antenne

Le schéma et la construction sont similaires au boîtier de type A illustré en figure C.1, sauf que la valeur d'inductance est de 280 µH.

Construction de l'inductance de 280 µH:

- Noyau: deux anneaux de ferrite, matériau 4C6 ou équivalent, rassemblés, dimensions: 36 mm de diamètre extérieur, 23 mm de diamètre intérieur, 30 mm d'épaisseur.
- Enroulement: 28 tours de câble coaxial miniature à blindage intégral, par exemple UT-34, diamètre du conducteur 0,9 mm, à gaine isolante extérieure plastique de 1,5 mm de diamètre extérieur.

C.2 Boîtier de couplage de type M, pour câble d'alimentation

Le schéma et la construction sont similaires au boîtier de type M illustré en figure C.2, sauf que les deux inductances sont de 560 µH chacune et $C_1 = 0,1 \mu\text{F}$ et $C_2 = 0,47 \mu\text{F}$.

Construction de l'inductance de 560 µH:

- Noyau: deux anneaux de ferrite, matériau 4C6 ou équivalent, rassemblés, dimensions: 36 mm de diamètre extérieur, 23 mm de diamètre intérieur, 30 mm d'épaisseur.
- Enroulement: 40 tours de fil de cuivre isolé, de 1,5 mm de diamètre extérieur.

Annex C

(informative)

Construction of the coupling units for current injection for the frequency range 0,15 MHz to 30 MHz (clause 6)

C.1 Coupling unit type A for coaxial antenna input

The circuit diagram and construction are similar to the type A unit shown in figure C.1, except that the inductance value is 280 µH.

Construction of the 280 µH inductor:

Core: two ferrite rings, material 4C6 or equivalent, placed together, dimensions 36 mm outer diameter, 23 mm inner diameter, 30 mm thick.

Winding: 28 turns of a fully screened miniature coaxial cable, e.g. UT-34, wire diameter 0,9 mm, with an outer insulation plastic tubing of 1,5 mm outer diameter.

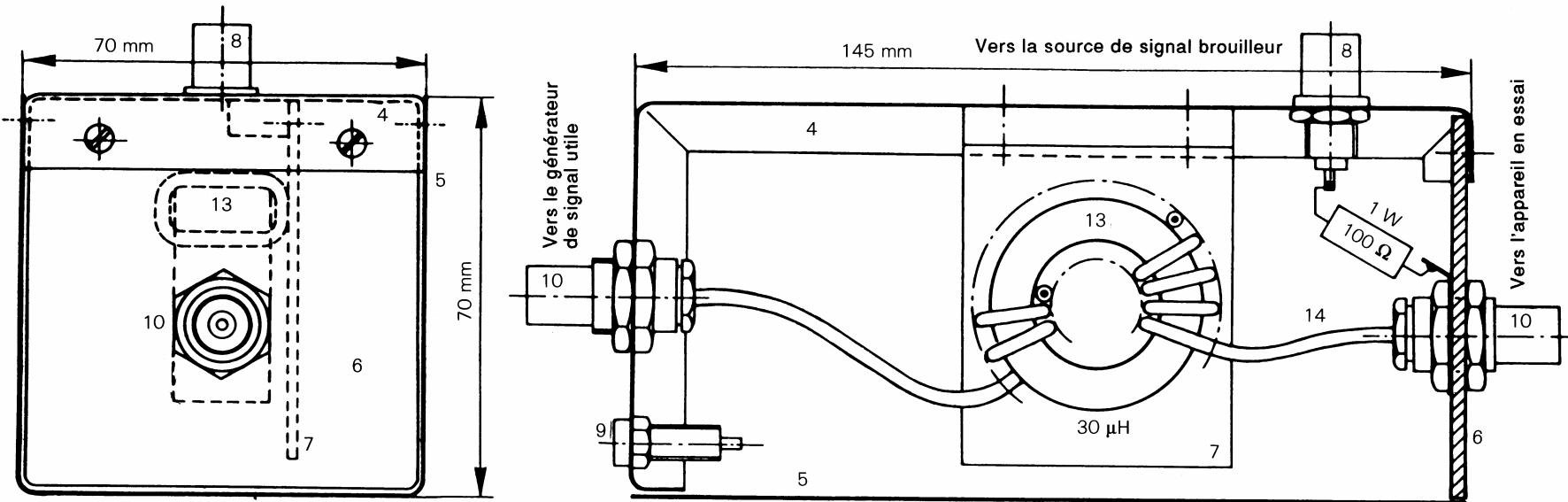
C.2 Coupling unit type M, for mains leads

The circuit diagram and construction are similar to the type M unit shown in figure C.2, except that the two inductors are 560 µH each, and $C1 = 0,1 \mu\text{F}$ and $C2 = 0,47 \mu\text{F}$.

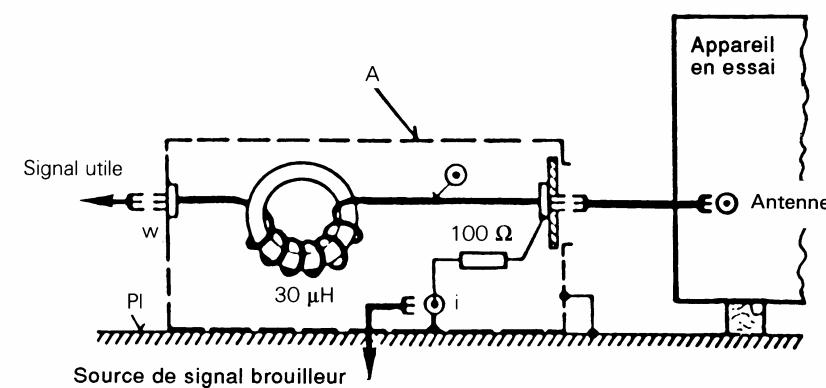
Construction of the 560 µH inductor:

Core: two ferrite rings, material 4C6 or equivalent, placed together, dimensions 36 mm outer diameter, 23 mm inner diameter, 30 mm thick.

Winding: 40 turns of insulated copper wire, 1,5 mm outer diameter.

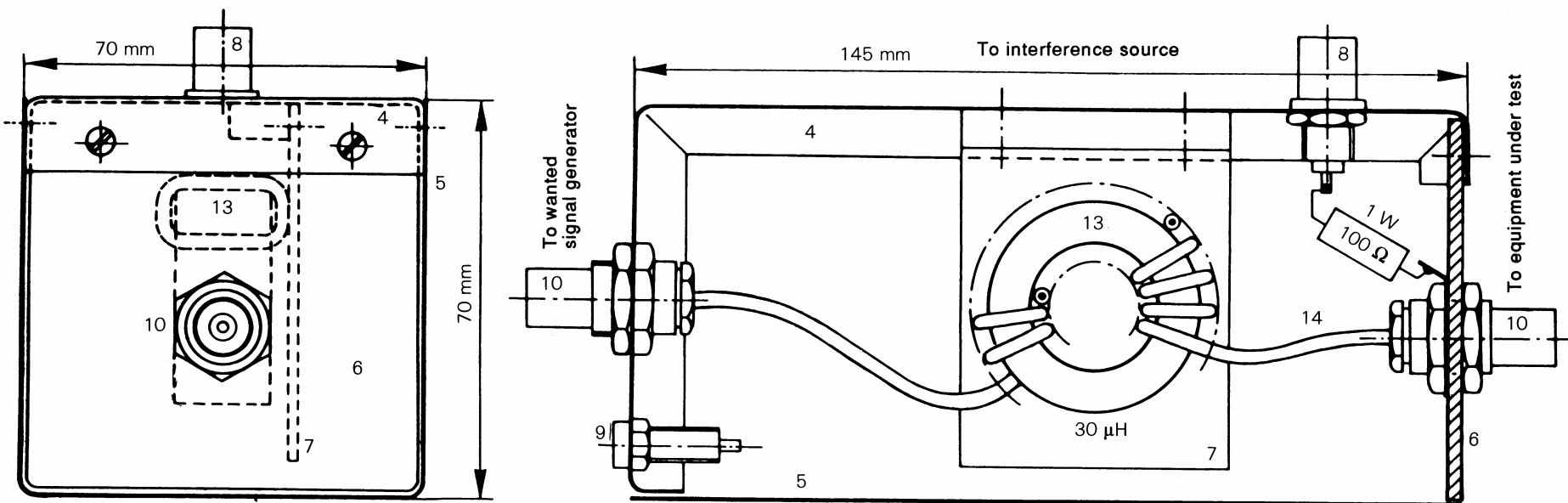


- 4-5 est le boîtier métallique 145 mm × 70 mm × 70 mm (la partie 5 est placée sur le plan de masse P1)
- 6 est la plaque avant (matériau isolant)
- 7 est la plaque supportant les inductances d'arrêt (matériau isolant)
- 8 est un connecteur coaxial BNC, 50 Ω
- 9 est la fiche de terre
- 10 est un connecteur coaxial BNC (pour la connexion du câble coaxial)
- 13 est un tore de ferrite type 4C6, Ø extérieur 36 mm, Ø intérieur 23 mm, épaisseur 15 mm, comportant 14 tours de câble coaxial
- 14 est un câble coaxial Ø extérieur 2,4 mm

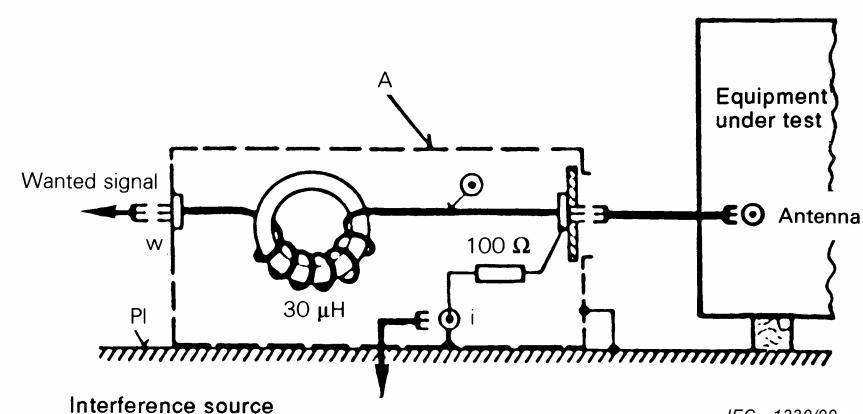


IEC 1330/99

**Figure C.1 – Exemple de boîtier de couplage de type A, pour entrée coaxiale.
Schéma et détails de construction (voir articles C.1 et D.2)**

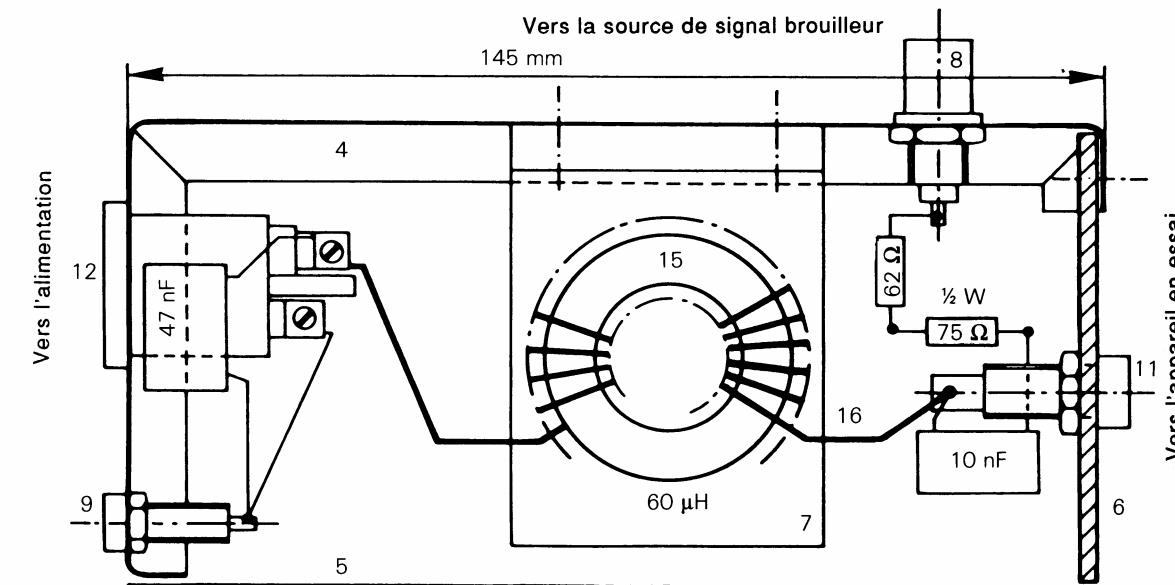
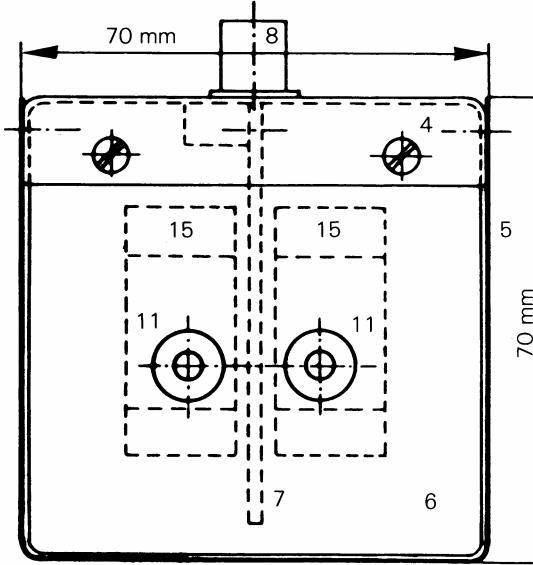


- 4-5 is the metallic case 145 mm × 70 mm × 70 mm (parts 5 placed on the ground plane P1)
- 6 is the front plate (insulating material)
- 7 is the supporting plate for chokes (insulating material)
- 8 is a coaxial connector, BNC, 50 Ω
- 9 is the group jack
- 10 is a coaxial connector, BNC
- 13 is a ferrite ring type 4C6, Ø 36 mm, 15 mm, with 14 turns of coaxial cable
- 14 is a coaxial cable, outer Ø 2,4 m



IEC 1330/99

Figure C.1 – Example of coupling unit A, for coaxial input
Schematic diagram and construction details (see clause C.1 and clause D.2)



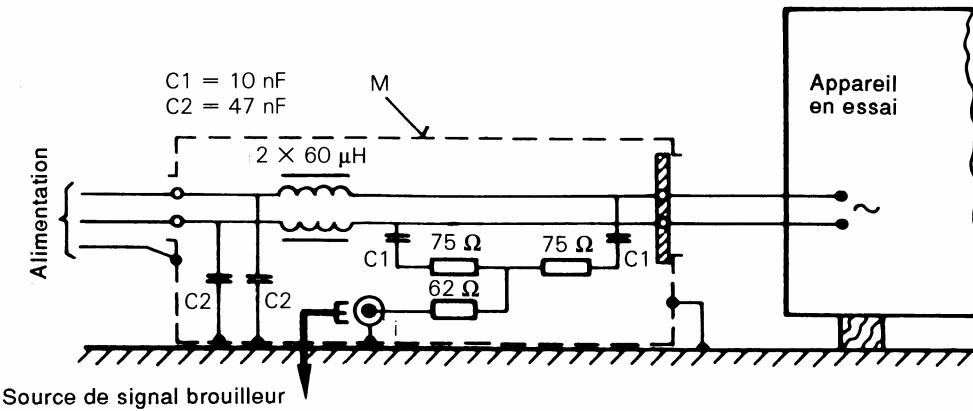
Parties 4 à 9: Comme pour le boîtier A

11 est l'embase d'alimentation pour l'appareil en essai (2 douilles)

12 est la prise d'alimentation (2 pôles + terre)

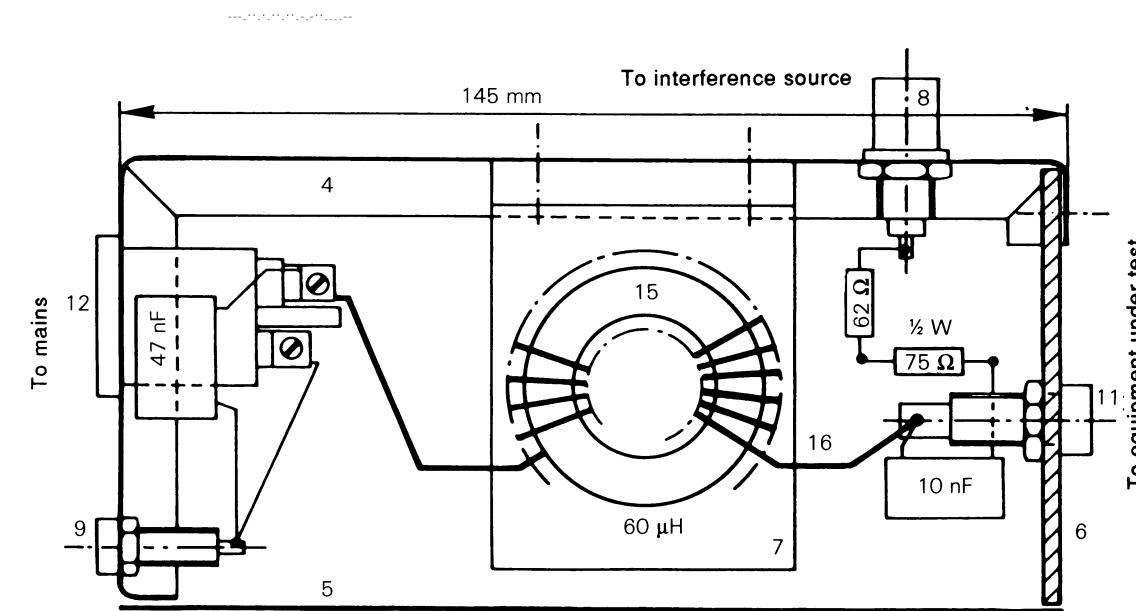
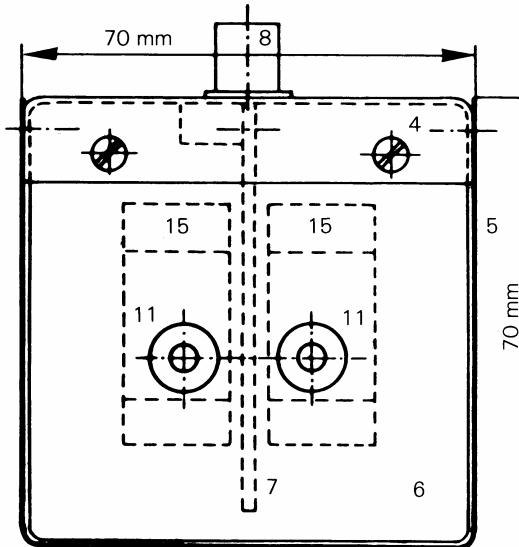
15 sont 2 tores de ferrite type 4C6, 36 mm x 23 mm x 15 mm
comportant chacun 20 tours de fil de cuivre isolé

16 est un fil de cuivre 0,8 mm, isolé Ø extérieur 1,8 mm



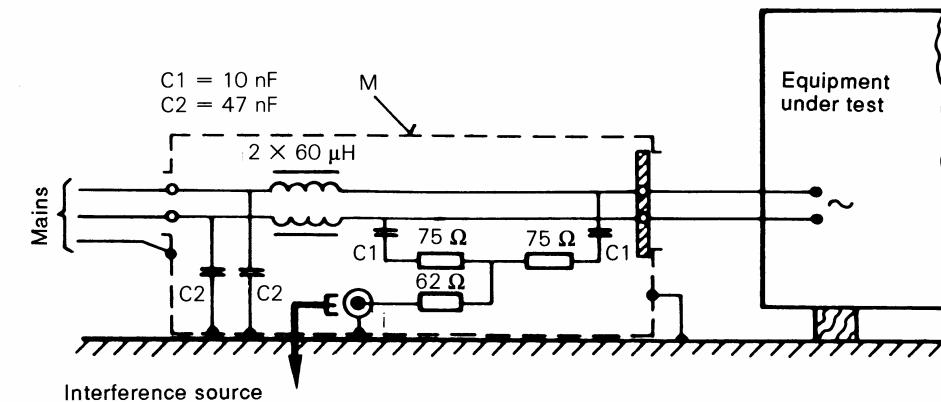
IEC 1331/99

Figure C.2 – Exemple de boîtier de couplage de type M, pour cordon d'alimentation. Schéma et détails de construction (voir articles C.2 et D.2)



Parts 4 to 9: see unit type A

- 11 is the mains socket for equipment under test (two insulated banana jacks)
- 12 is the mains plug (2P + ground)
- 15 are two ferrite rings type 4C6, $\varnothing 36 \text{ mm} \times 23 \text{ mm} \times 15 \text{ mm}$, with 20 turns each
- 16 is a 0.8 mm copper wire insulated, outer $\varnothing 0.8 \text{ mm}$



IEC 1331/99

Figure C.2 – Example of coupling unit type M, for mains leads. Schematic diagram and construction details (see clause C.2 and clause D.2)

C.3 Boîtier de couplage de type L, pour câble de haut-parleur

Le schéma et la construction sont similaires au boîtier de type L illustré en figure C.3, avec les deux inductances séparées de 560 µH chacune et $C_1 = 47 \text{ nF}$ et $C_2 = 0,22 \mu\text{F}$.

Construction de l'inductance de 560 µH:

Noyau: un anneau de ferrite, matériau 4C6 ou équivalent, dimensions: 36 mm de diamètre extérieur, 23 mm de diamètre intérieur, 15 mm d'épaisseur.

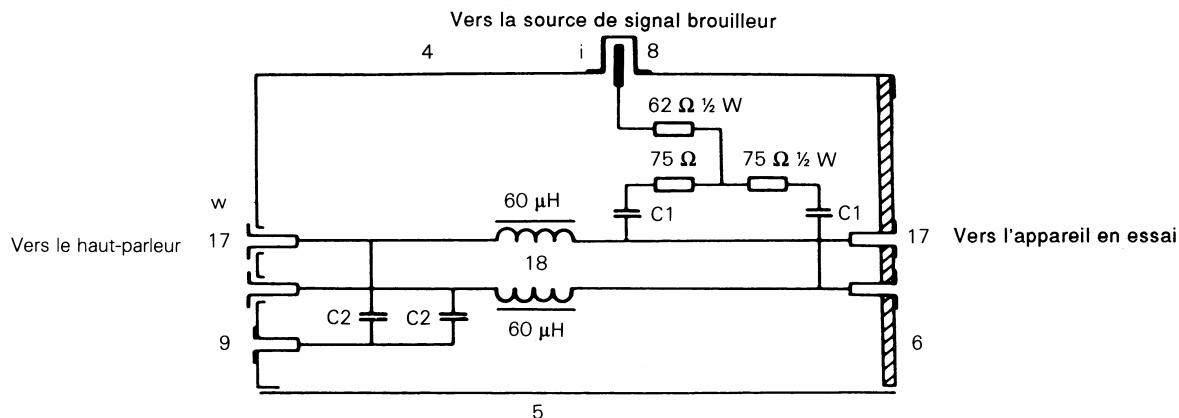
Enroulement: 56 tours de fils de cuivre isolé au vernis de 0,4 mm de diamètre.

NOTE Caractéristiques du matériau ferrite magnétique de type 4C6:

Perméabilité relative initiale $\mu_i = 120$

Facteur de perte $\text{tg}\delta/\mu_i < 40$ à 2 MHz, < 100 à 10 MHz

Résistivité $\rho = 10 \text{ k}\Omega\text{m}$



4-5-6-8-9: voir boîtier de type A.

17 sont des douilles isolées

18 sont deux inductances de 60 µH.
Pour chaque inductance:

Noyau: un tore de ferrite, type 4C6,
 $\varnothing 36 \text{ mm} \times \varnothing 23 \text{ mm} \times 15 \text{ mm}$

Enroulement: 20 spires. Fil de cuivre isolé
 $\varnothing 1,2 \text{ mm extérieur}$

Fixation des inductances: voir boîtier de type M

$C_1 = 10 \text{ nF}$

$C_2 = 47 \text{ nF}$

**Figure C.3 – Exemple de boîtier de couplage de type L, pour ligne de haut-parleur.
Schéma et dessin de construction simplifié (voir D.2)**

C.3 Coupling unit type L, for loudspeaker leads

The circuit diagram and construction are similar to the type L unit shown in figure C.3 with two separate inductors of 560 µH each and $C1 = 47 \text{ nF}$ and $C2 = 0,22 \mu\text{F}$.

Construction of each 560 µH choke:

Core: one ferrite ring, material 4C6 or equivalent, dimensions 36 mm outer diameter, 23 mm inner diameter, 15 mm thick.

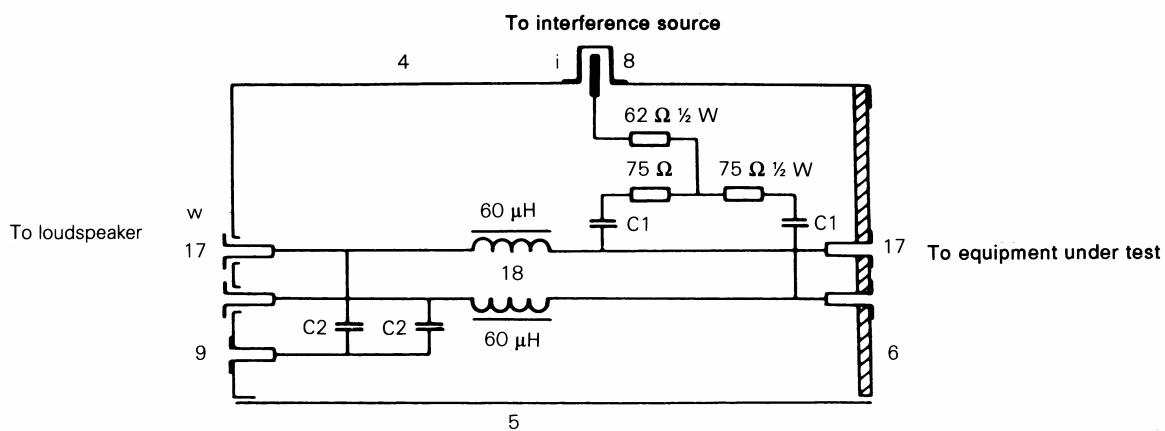
Winding: 56 turns of varnish insulated copper wires, 0,4 mm diameter.

NOTE Characteristics of magnetic ferrite type 4C6:

Relative initial permeability $\mu_i = 120$

Loss factor $\tan\delta/\mu_i < 40$ at 2 MHz, < 100 at 10 MHz

Resistivity $\rho = 10 \text{ k}\Omega\text{m}$



Parts 4-5-6-8-9: see unit type A.

17 are insulated banana jacks

18 are two inductances 60 µH each.

For each inductance:

Core: one ferrite ring, type 4C6,
 $\varnothing 36 \text{ mm} \times \varnothing 23 \text{ mm} \times 15 \text{ mm}$

Winding: 20 turns copper wire insulated
outer $\varnothing 1,2 \text{ mm}$

Mounting of the inductances: see unit type M

C1 = 10 nF

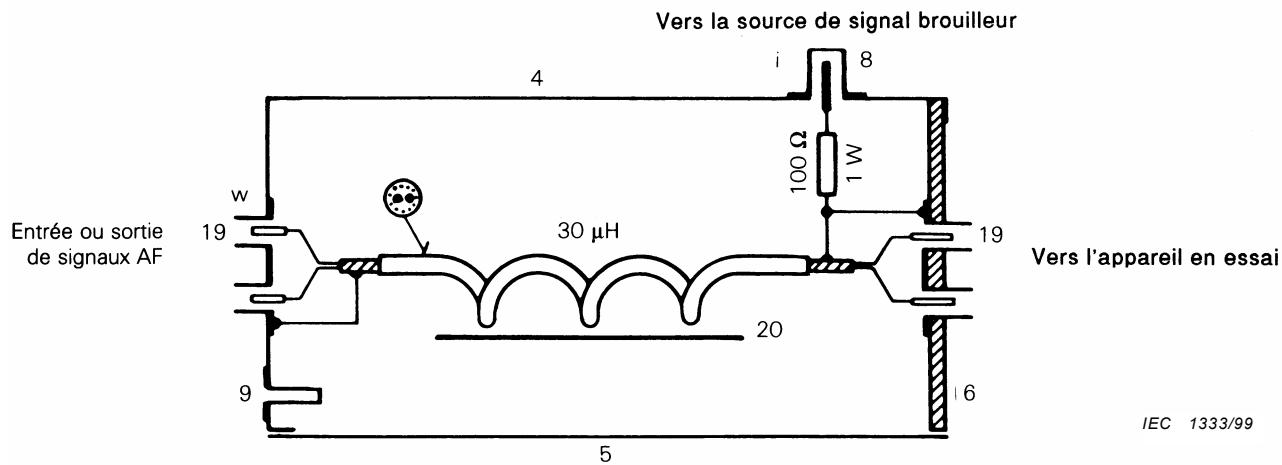
C2 = 47 nF

Figure C.3 – Example of coupling unit type L for loudspeaker leads
Schematic diagram and simplified construction drawing
(see D.2)

C.4 Boîtier de couplage de type Sw, pour signaux basse fréquence

Le schéma et la construction sont similaires au boîtier de type Sw illustré en figure C.4, sauf qu'il incorpore l'inductance de 280 µH décrite à l'article C.1. Le câble blindé peut être du type basse fréquence et son diamètre ne doit pas dépasser 2,1 mm.

NOTE Le boîtier de couplage de type A décrit à l'article C.1 peut être utilisé dans ce cas, si les deux câbles de signaux stéréophoniques de l'appareil en essai sont connectés ensemble.



4-5-6-8-9: voir boîtier de type A.

19 sont des prises Cinch ou DIN

20 est l'inductance 30 µH:

Noyau: un tore de ferrite, type 4C6,
 $\varnothing 36 \text{ mm} \times \varnothing 23 \text{ mm} \times 15 \text{ mm}$

Enroulement: 14 spires avec une paire torsadée blindée:
 diamètre extérieur de l'isolation du câble:
 2,8 mm

Fixation de l'inductance: voir boîtier de type A

**Figure C.4 – Exemple de boîtier de couplage de type Sw, pour signaux AF.
 Schéma et dessin de construction simplifié
 (voir D.2)**

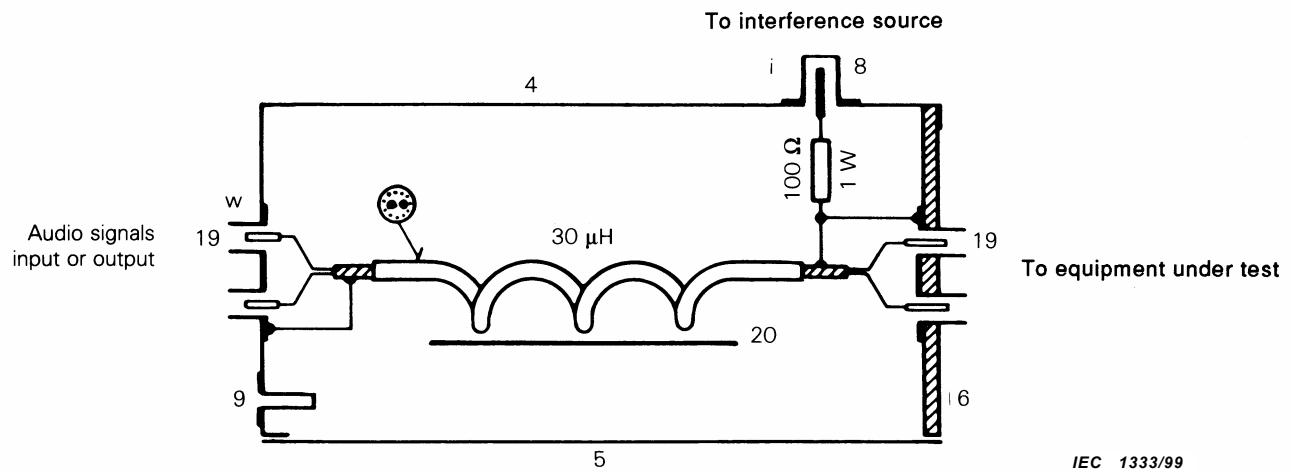
C.5 Boîtier de couplage de type Sw, pour signaux basse fréquence, vidéo, et de commande

Le schéma et la construction sont similaires au boîtier de type Sw illustré en figure C.5, sauf qu'il incorpore les deux inductances de 560 µH construites tel qu'indiqué à l'article C.2. Le câble à trois conducteurs doit avoir un diamètre extérieur ne dépassant pas 1,5 mm. Ceci peut être obtenu en utilisant deux câbles coaxiaux miniatures de type UT-20 (diamètre de 0,6 mm) et un fil de cuivre isolé au vernis de 0,3 mm de diamètre.

C.4 Coupling unit type Sw, for audio-frequency signals

The circuit diagram and construction are similar to the type Sw unit shown in figure C.4, except with the 280 μH inductor described in clause C.1. The screened cable may be an audio-frequency type, and its diameter shall be not larger than 2,1 mm.

NOTE The type A coupling unit described in C.1 may be used for this purpose, if the two stereo signal cables of the equipment under test are connected together.



Parts 4-5-6-8-9: see unit type A.

19 are Cinch or DIN sockets

20 is the inductance 30 μH :

Core: one ferrite ring, type 4C6,
 $\varnothing 36 \text{ mm} \times \varnothing 23 \text{ mm} \times 15 \text{ mm}$

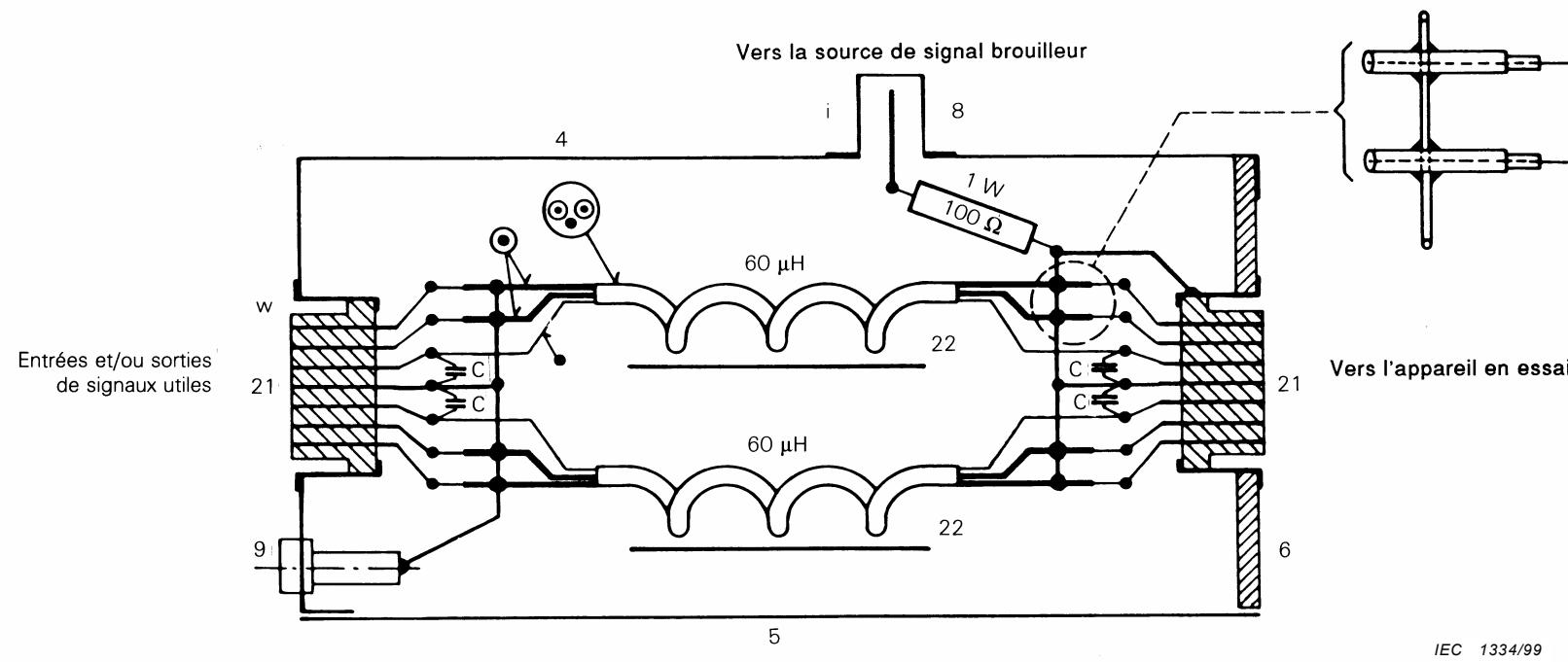
Winding: 14 turns with a screened twisted pair:
 outer diameter of cable insulation 2,8 mm

Mounting of the inductance: see unit type A

**Figure C.4 – Example of coupling unit type Sw, for audio signals.
 Schematic diagram and simplified construction drawing
 (see D.2)**

C.5 Coupling unit type Sw, for audio, video, and control signals

The circuit diagram and construction are similar to the type Sw unit shown in figure C.5, except with two 560 μH inductors constructed as described in clause C.2. The cable with three conductors shall have an outer diameter not larger than 1,5 mm. This may be achieved using two micro-coaxial cables type UT-20 (0,6 mm diameter) and a varnish insulated copper wire of 0,3 mm diameter.



4-5-6-8-9: voir boîtier de type A.

21 est le connecteur à contacts multiples (par exemple prise DIN à sept contacts)

22 sont deux inductances de $60 \mu\text{H}$. Pour chaque inductance:

Noyau: un tore de ferrite, type 4C6,

$\varnothing 36 \text{ mm} \times \varnothing 23 \text{ mm} \times 15 \text{ mm}$

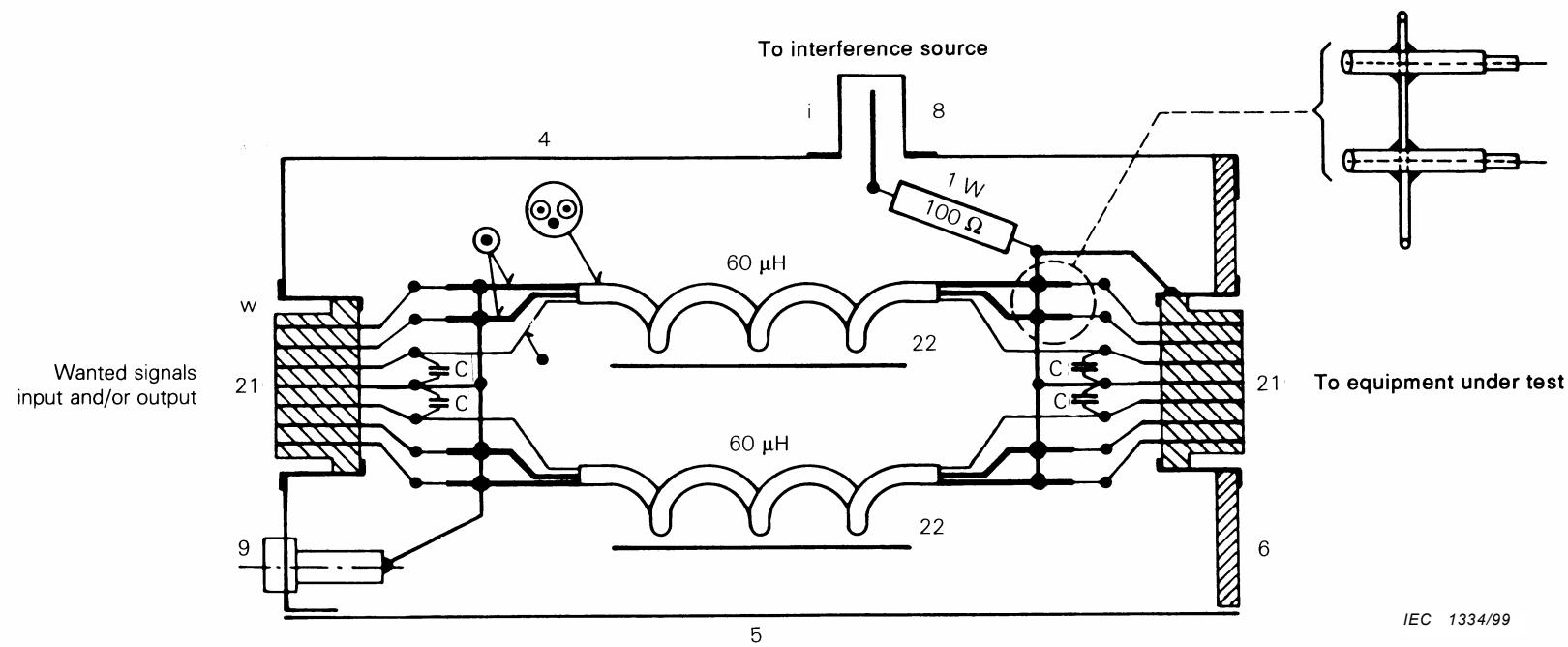
Enroulement: 20 spires avec un câble à trois conducteurs:

Câble: deux câbles micro-coaxiaux, type UT-34, $\varnothing 0,9 \text{ mm}$
extérieur + 1 fil cuivre émaillé $\varnothing 0,4 \text{ mm}$; isolation extérieure: tube plastique $\varnothing 2,4 \text{ mm}$ extérieur

Fixation des inductances: voir boîtier de type M

$C = 1 \text{ nF}$ (ou supérieure, si acceptable pour la source de signal)

Figure C.5 – Exemple de boîtier de couplage de type Sw, pour signaux AF, vidéo et de commande Schéma et dessin de construction simplifié (voir D.2)



Parts 4-5-6-8-9: see unit type A.

21 are multiple pins connector (e.g. 7 pins DIN-socket)

22 are two inductances 60 μ H each. For each inductance:

Core: one ferrite ring, type 4C6,
 \varnothing 36 mm \times \varnothing 23 mm \times 15 mm

Winding: 20 turns with a three-lead cable

Cable: Two micro-coaxial cables, UT-34,
 outer \varnothing 0,9 mm + one copper wire
 \varnothing 0,4 mm, varnish insulated
 outer insulation: tube outer \varnothing 2,4 mm

Mounting of the inductances: see unit type M

$C = 1 \text{ nF}$ (or more, if it is acceptable by the signal source)

Figure C.5 – Example of coupling unit type Sw, for audio, video and control signals
Schematic diagram and simplified construction drawing (see D.2)

Annexe D (informative)

Principe de fonctionnement et exemples de boîtiers de couplage pour les mesures d'immunité aux courants conduits (article 6)

D.1 Principe de fonctionnement

Le principe de fonctionnement est illustré à la figure D.1. L'inductance L présente une haute impédance au courant perturbateur injecté. Le filtre L/C_2 isole l'appareil d'essai (générateur de signal ou appareil auxiliaire); C_1 et C_2 peuvent être remplacés par un court-circuit si les conditions courant alternatif/courant continu le permettent. Le signal perturbateur fourni par un générateur ayant une résistance interne de 50Ω est injecté par une résistance de 100Ω , R_1 et un condensateur de blocage C_1 (si nécessaire) sur les conducteurs ou sur le blindage d'un câble coaxial.

D.2 Types de boîtiers et construction

Les types de boîtiers de couplage suivants sont utilisés:

- Type A: Les boîtiers coaxiaux RF sont utilisés pour les conducteurs coaxiaux transportant les signaux utiles dans la gamme de fréquences RF. Les détails de construction sont donnés à la figure C.1. La résistance de 100Ω (pour constituer l'impédance de source de 150Ω à partir de la source de signal perturbateur de 50Ω) est reliée au blindage du connecteur coaxial de sortie du boîtier.
- Type M: Ces boîtiers sont destinés à être utilisés avec des câbles d'alimentation. Les détails de construction sont donnés à la figure C.2. L'injection du courant perturbateur s'effectue asymétriquement sur les deux conducteurs par une résistance équivalente de 100Ω . Ce boîtier ressemble à un réseau fictif en delta et présente, vu des bornes de l'appareil en essai, une impédance résistive équivalente symétrique et asymétrique de 150Ω .
- Type L: Ces boîtiers sont destinés à être utilisés avec les fils de haut-parleurs. Les détails de construction sont donnés à la figure C.3. L'impédance de la source de perturbations est obtenue de la même façon que pour les boîtiers de type M.
- Type Sr et Sw: Ces boîtiers sont destinés à être utilisés avec des câbles basse fréquence, vidéo et autres câbles auxiliaires. Ce sont des boîtiers multibroches devant être adaptés à une grande diversité de nombres de broches et de configurations de connecteurs, comme suit:
- Type Sw: Ces boîtiers réalisent une voie de passage pour des signaux basse fréquence, vidéo, de commande ou autre. Dans ce dernier cas, un filtrage est nécessaire pour s'assurer que le signal perturbateur est dirigé vers l'appareil en essai. Les détails de construction donnés à la figure C.4 indiquent le filtrage simple réalisé pour les signaux basse fréquence par une paire de conducteurs blindés enroulés sur un tore. Dans le cas des câbles multiconducteurs, il peut être nécessaire, pour des raisons liées à la construction, de séparer les conducteurs du câble avant enroulement sur un tore (voir figure C.5). Dans les deux cas, le courant perturbateur est injecté par une résistance de 100Ω sur le blindage et les broches de masse du connecteur de sortie, les blindages des câbles blindés et, à travers un condensateur sur les autres conducteurs (non blindés).

Annex D (informative)

Principle of operation and examples of coupling units for conducted current immunity measurements (clause 6)

D.1 Principle of operation

The principle of operation is illustrated in figure D.1. The inductance L presents a high impedance to the injected disturbance current. The filter L/C_2 isolates the test apparatus (wanted signal generator or auxiliary equipment); C_1 and C_2 may be replaced by a short circuit if the a.c/d.c. conditions permit. The disturbance signal delivered from a generator with $50\ \Omega$ internal resistance is injected via a $100\ \Omega$ resistor R_1 and a blocking capacitor C_1 (if required) on to the leads or on to the shield of a coaxial cable.

D.2 Types of unit and their construction

The following types of coupling units are used:

- Type A: The RF coaxial units are to be used for coaxial leads carrying wanted signals in the RF frequency range. The construction details are shown in figure C.1. The $100\ \Omega$ resistor (to make up the $150\ \Omega$ source impedance from a $50\ \Omega$ interference signal source) is bonded to the shield of the coaxial output connector in the unit.
- Type M: These are for use with mains leads. The construction details are shown in figure C.2. The injection of the disturbance current is done asymmetrically on both wires through an equivalent resistance of $100\ \Omega$. This unit is like an artificial mains delta network and presents, as seen from the equipment under test terminals, a symmetrical and asymmetrical equivalent resistive impedance of $150\ \Omega$.
- Type L: These are for use with loudspeaker leads. The construction details are shown in figure C.3. The impedance of the disturbance source is arranged as for Type M units.
- Type Sr and Sw: These are designed for use with audio, video and other auxiliary leads. They are multi-pin units which have to be adapted to a variety of pin numbers and connector configurations, as follows:
 - Type Sw: These units provide a through path for audio, video, control or other signals, in which case filtering is required to ensure that the disturbance signal is directed towards the equipment under test. The construction details shown in figure C.4, indicate the simple filtering provided for audio signals with a screened pair wound on a toroid. In the case of multi-lead cables it may be necessary, for construction reasons, to separate the cable leads before winding upon a toroid shown in figure C.5. In both cases the disturbance current is injected via a $100\ \Omega$ resistor on to the screen and the earth pins of the output connector, the screens of the shielded leads, and through capacitor on to the other (unshielded) leads.

Type Sr: Ces boîtiers sont conçus pour le cas où une voie de passage de signaux n'est pas exigée. Tous les conducteurs du câble sont chargés par une résistante de charge adaptée. Les détails de construction sont donnés à la figure D.2. Le courant perturbateur est injecté par une résistance de 100Ω sur le blindage (masse) et les broches de masse du connecteur, et toutes les résistances de charge (R_1 à R_n) sont également connectés en ce point. Il convient de noter que les boîtiers de couplage, du type indiqué aux figures C.4 et C.5, chargés par une impédance de charge correcte peuvent être également utilisés à ces fins.

Si l'impédance de source du générateur de perturbations n'est pas de 50Ω , la valeur de la résistance série est choisie en conséquence pour obtenir l'impédance requise de 150Ω .

Les inductances d'arrêt RF illustrées dans les figures C.1 à D.2 ont des valeurs de $30 \mu\text{H}$ ou deux fois $60 \mu\text{H}$ en parallèle et donnent satisfaction pour la gamme de fréquences de $1,5 \text{ MHz}$ à 150 MHz . Pour la gamme de fréquences de $0,15 \text{ MHz}$ à 30 MHz , les valeurs d'inductance sont de $280 \mu\text{H}$ ou deux fois $560 \mu\text{H}$ en parallèle respectivement. L'annexe C décrit leur construction.

Il faut prendre certaines précautions pour l'implantation afin d'obtenir une capacité parasite aux bornes de sortie des boîtiers aussi faible que possible. Il convient de noter que les boîtiers métalliques doivent être soigneusement connectés au plan de masse en utilisant une tresse de cuivre de forte section et des boîtiers non peints.

Type Sr: These are designed for the case where there is no requirement to provide a through signal path. All leads of the cable are terminated with a matched load resistance. The construction details are shown in figure D.2. The disturbance current is injected via a 100Ω resistor on to the screen (earthing) and the earth pins of the connector, to which point all the load resistors (R_1 to R_n) are connected also. It should be noted that a coupling unit of the type indicated in figures C.4 or C.5 terminated with a correct load impedance could be used for this purpose.

If the source impedance of the disturbance generator is not 50Ω , the value of the series resistor is adjusted accordingly to make up the required 150Ω impedance.

The RF choke coils shown in figures C.1 to D.2 have inductance values $30 \mu\text{H}$ or $2 \times 60 \mu\text{H}$ in parallel and are satisfactory for the frequency range 1,5 MHz to 150 MHz. For the frequency range 0,15 MHz to 30 MHz, the inductance values are $280 \mu\text{H}$ or $2 \times 560 \mu\text{H}$ in parallel respectively. Annex C describes their construction.

Precautions have to be taken in the layout in order to keep parasitic capacitance to the output terminals of the units as low as possible. It should be noted that the metal cases of the units are to be carefully connected to the ground plane using large section copper braid and unpainted cases.

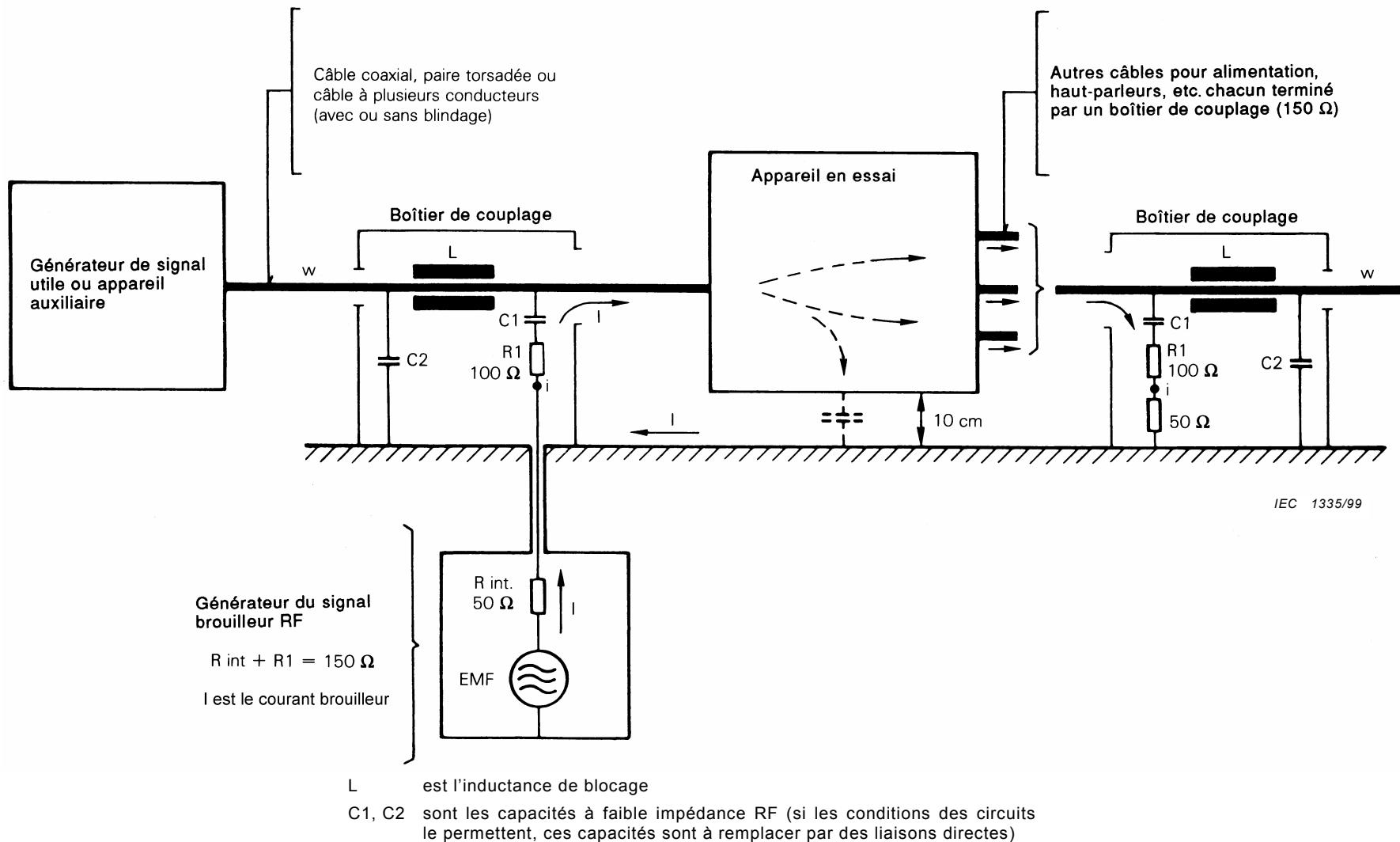


Figure D.1 – Principe général de la méthode d'injection de courant (voir article D.1)

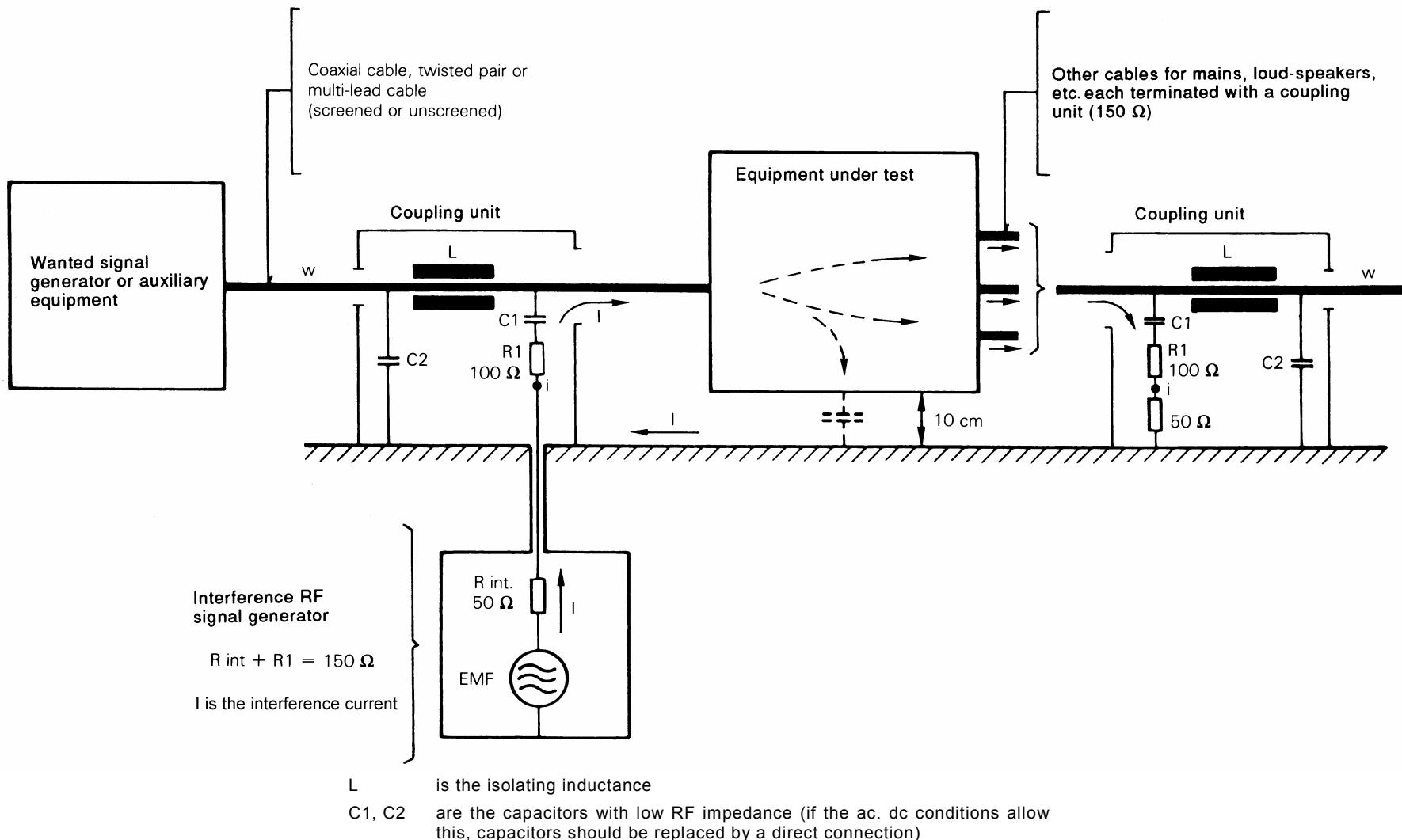
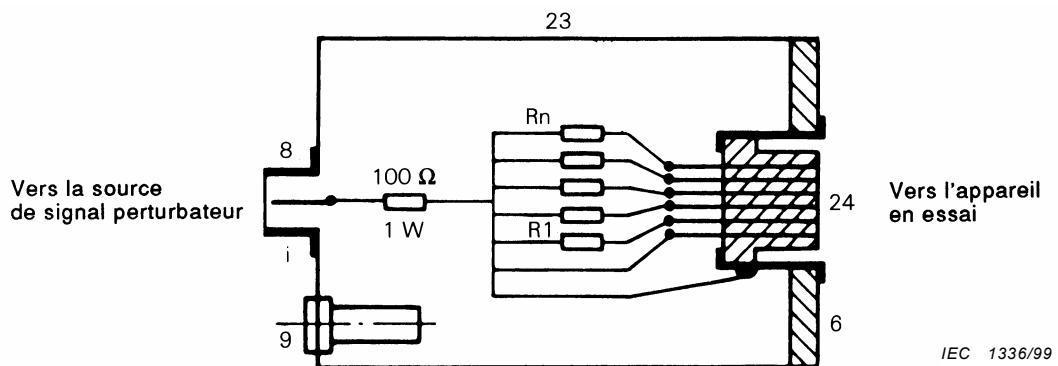


Figure D.1 – General principle of the current-injection method (see clause D.1)



6-8-9: voir boîtier de type A

23 est le boîtier métallique 100 mm × 55 mm × 55 mm

24 est le connecteur à contacts multiples ou prise DIN

R1 à Rn sont les résistances de charge adaptées.

Exemples: Boîtier de couplage audio:

Tourne-disque	tête de lecture magnétique: $2 \times 2,2 \text{ k}\Omega$ tête de lecture piézoélectrique: $2 \times 470 \text{ k}\Omega$
---------------	---

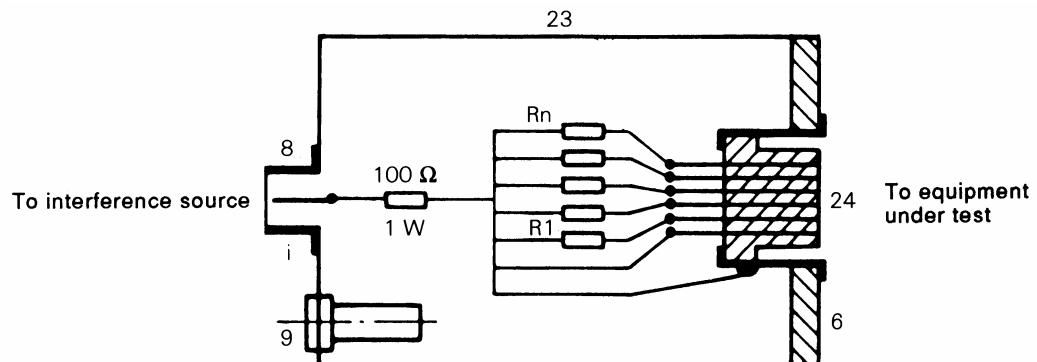
Microphone: $2 \times 600 \Omega$

Récepteur: $2 \times 47 \text{ k}\Omega$

Entrée/sortie magnétophone: $4 \times 47 \text{ k}\Omega$

Entrée/sortie audio: $4 \times 47 \text{ k}\Omega$

Figure D.2 – Boîtier de couplage de type SR, avec résistances de charge – Schéma et dessin de construction simplifié (voir article D.2)



IEC 1336/99

6-8-9: see unit type A

23 is the metallic case 100 mm × 55 mm × 55 mm

24 is the multiple-pin conductor or DIN-socket

R1 to Rn are the matched load resistances.

Examples: Coupling units Sr for audio equipment:

Phonograph	$\left\{ \begin{array}{l} \text{magnetic:} \\ 2 \times 2,2 \text{ k}\Omega \\ \text{crystal:} \\ 2 \times 470 \text{ k}\Omega \end{array} \right.$

Microphone: $2 \times 600 \Omega$ Tuner: $2 \times 47 \text{ k}\Omega$ Tape recorder: $4 \times 47 \text{ k}\Omega$ Audio in/out: $4 \times 47 \text{ k}\Omega$

Figure D.2 – Coupling unit type Sr with load resistances – Schematic diagram and simplified construction drawing (see clause D.2)

Annexe E (normative)

Exemple et mesure des paramètres de réseau fictif asymétrique (AAN)

E.1 Description d'un réseau fictif asymétrique : le réseau en T

La figure E.1 donne un exemple de réseau fictif asymétrique (AAN), un réseau en T, dont les bornes a_1 et b_1 permettent la connexion à une paire de conducteurs au niveau de l'accès d'un appareil en essai et dont la borne RG permet la connexion au plan de sol de référence et, si cela est applicable, au conducteur de protection ou à tout autre connecteur de terre de l'appareil en essai.

Le signal symétrique qui peut être nécessaire pour permettre à l'appareil en essai de fonctionner correctement est connecté aux bornes a_2 et b_2 . La double inductance L_1 permet de mesurer séparément la composante asymétrique de la perturbation. Les deux enroulements sont disposés de telle manière que les courants symétriques sont bloqués par une impédance élevée, alors que l'impédance pour les courants asymétriques (allant vers R_M) doit être faible.

L'impédance de terminaison du réseau de 150Ω pour une tension perturbatrice asymétrique est déterminée par les deux résistances R_T (200Ω), en parallèle pour le courant asymétrique et en série avec la résistance R_M (50Ω). La résistance R_M est en général l'impédance d'entrée d'un récepteur de mesure. Dans ce cas, la lecture sur l'appareil de mesure est typiquement de 9,5 dB inférieure à la valeur asymétrique réelle à la borne de l'appareil en essai. Le condensateur C_T bloque les courants continus et permet ainsi la présence des tensions d'alimentation continues sur les fils du réseau sans endommager les résistances ou influencer les propriétés de L_1 par saturation.

Normalement un réseau en T est inséré entre l'appareil en essai et ses appareils associés.

E.2 Mesure des paramètres d'un réseau fictif asymétrique (AAN)

Afin de déterminer la conformité aux exigences du 7.1, on utilise la procédure décrite ci-dessous pour la mesure des paramètres.

a) Impédance de terminaison

Cette impédance entre les bornes a_1 et b_1 , connectées ensemble, et la borne RG doit être vérifiée avec les bornes a_2 et b_2 alternativement ouvertes et court-circuitées à la borne de masse RG (voir figure E.2).

b) Affaiblissement de conversion longitudinale (ACL)

Cette réjection du réseau en Y doit être mesurée comme indiqué à la figure E.3c. L'analyseur de réseau (NWA), applique un signal d'entrée à une sonde d'ACL, qui doit avoir un ACL résiduel au moins de 10 dB supérieur à celui demandé pour l'AAN. Voir la figure E.3a pour la vérification de la sonde et la figure E.3b pour l'étalonnage.

c) Atténuation de découplage

L'atténuation de découplage doit être mesurée conformément à la figure E.4.

d) Perte d'insertion du circuit symétrique

La perte d'insertion du circuit symétrique doit être mesurée conformément à la figure E.5.

Annex E (normative)

Example and measurement of the parameters of the asymmetric artificial network (AAN)

E.1 Description of an example of an AAN: the T-network

Figure E.1 gives an example of an AAN, the T-network, having terminals a_1 and b_1 for connection to a conductor pair in a signal port of an EUT and RG for connection to the reference ground and, if applicable, to the safety earth or other ground connector of the EUT.

The symmetric signal which may be needed to have the EUT operating correctly is connected to the terminals a_2 and b_2 . The double choke L_1 allows separate measurement of the asymmetric component of the disturbance. The two windings are designed such that the symmetric currents are suppressed by a high impedance whereas the impedance for asymmetric currents (passing to R_M) shall be negligible.

The termination impedance of the network for the asymmetric disturbance voltage of 150Ω is determined by the two resistors R_T (200Ω), in parallel for the asymmetric current, in series with the resistor R_M (50Ω). The resistor R_M is usually the input impedance of a measuring receiver. In this case the meter reading is typically 9,5 dB lower than the actual asymmetric value at the terminal of the EUT. The capacitor C_T is blocking d.c. currents thus allowing for d.c. supply voltages on the network leads without damaging the resistors and without affecting the properties of L_1 , due to saturation.

Normally an AAN is inserted between an EUT and its associated equipment.

E.2 Measurements of the parameters of an asymmetric artificial network (AAN)

For the determination of compliance with the requirements of 7.1, the procedures for the measurement of the specified parameters described below are used.

a) Termination impedance

This impedance between the terminals a_1 and b_1 connected together, and terminal RG shall be checked with terminals a_2 and b_2 being alternatively open and short-circuited to the earth terminal RG (see Figure E.2).

b) Longitudinal conversion loss (LCL)

This rejection of the Y-network shall be measured in accordance with Figure E.3c. The network analyzer (NWA), applies its output signal to an LCL probe, which must have a residual longitudinal conversion loss (LCL) at least 10 dB higher than the required LCL of the AAN. For LCL probe verification, see Figure E.3a and for calibration, see Figure E.3b.

c) Decoupling attenuation

The decoupling attenuation shall be measured in accordance with Figure E.4.

d) Insertion loss of the symmetric circuit

The insertion loss of the symmetric circuit shall be measured in accordance with Figure E.5.

Deux sondes d'ACL peuvent être utilisées comme symétriseurs pour l'essai de perte d'insertion du réseau en Y. Deux symétriseurs identiques peuvent être connectés en série pour déterminer leur propre perte d'insertion. Les symétriseurs peuvent être conçus pour que la perte d'insertion combinée des deux symétriseurs soit inférieure à 1 dB dans la gamme de fréquences de 0,15 MHz à 30 MHz.

e) Facteur de division en tension du circuit asymétrique (étalonnage du réseau en Y)

Le facteur de division en tension du circuit asymétrique doit être mesuré conformément à la figure E.6.

f) Impédance de charge symétrique et largeur de bande de transmission

Ce paramètre est défini par le système. les réseaux en Y peuvent être optimisés pour une certaine impédance en fonction de la bande de transmission. La bande de transmission peut être mesurée pour une certaine impédance de charge symétrique en utilisant l'installation d'essai de la figure E.5.

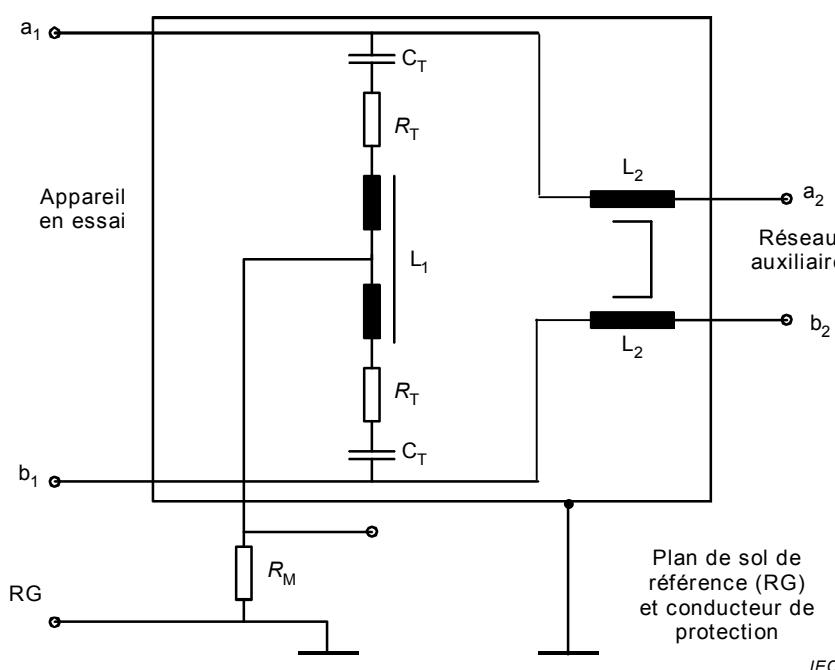
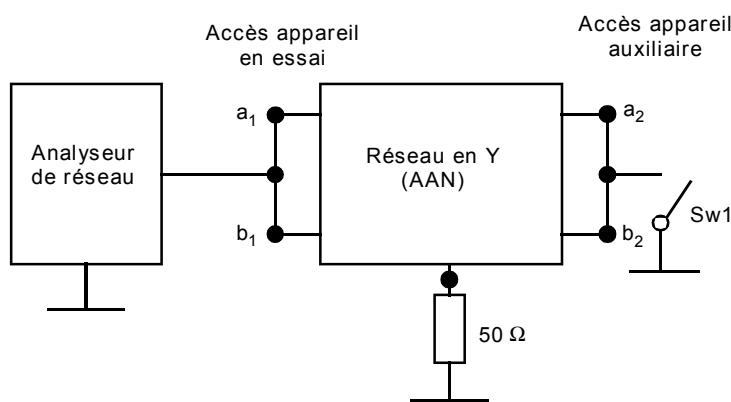


Figure E.1 – Exemple d'un circuit de réseau en T pour une paire de fils



NOTE Si l'AAN est d'ordre supérieur (c'est à dire plus d'une paire de fils), tous les fils de l'accès appareil en essai, respectivement tous les fils de l'accès appareil auxiliaire, sont connectés ensemble.

Figure E.2 – Disposition pour la mesure de l'impédance de terminaison

Two LCL probes can be used as baluns for the insertion loss test of the Y-network. Two identical baluns may be connected in series for the determination of their own insertion loss. Baluns can be designed such that the combined insertion loss of 2 baluns is less than 1 dB in the frequency range from 0,15 MHz to 30 MHz.

e) Voltage division factor of the asymmetric circuit (calibration of the Y-network)

The voltage division factor of the asymmetric circuit shall be measured in accordance with Figure E.6.

f) Symmetric load impedance and transmission bandwidth

This parameter is defined by the system. Y-networks may be optimized for a certain impedance with respect to transmission bandwidth. The transmission bandwidth may be measured for a certain symmetric load impedance using the test set-up of Figure E.5.

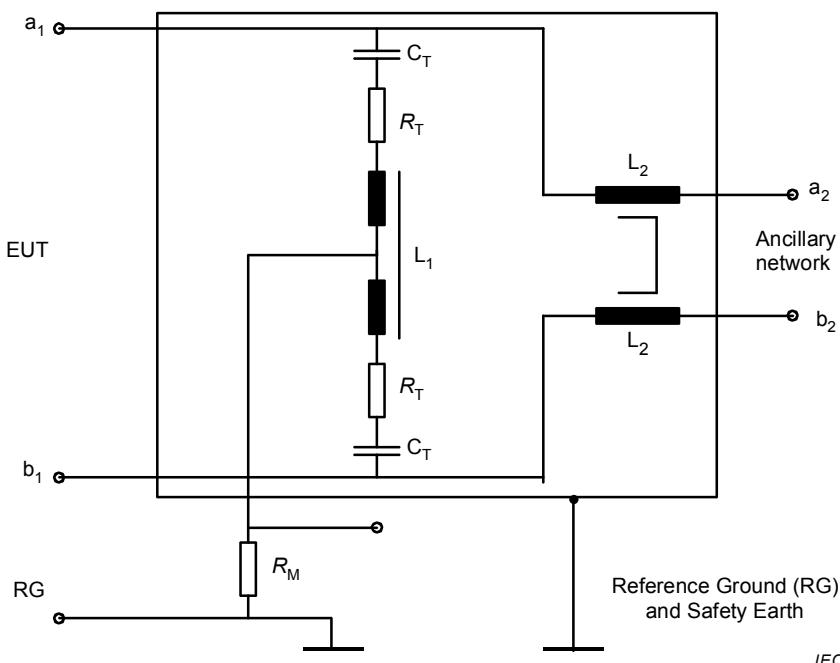
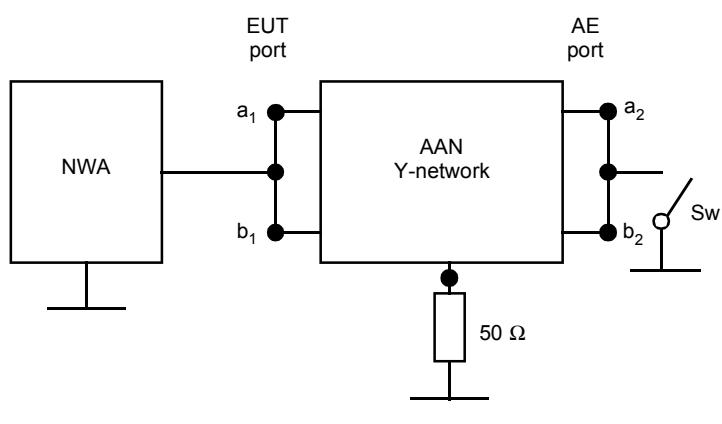
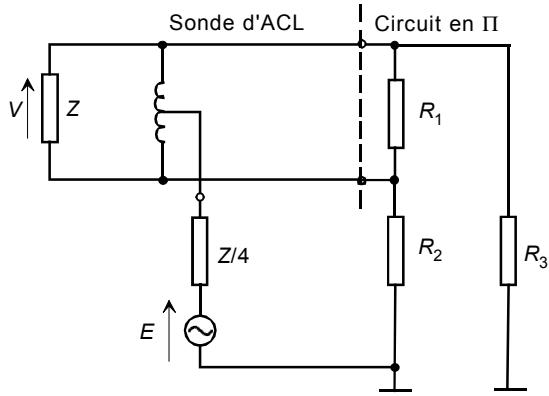


Figure E.1 – Example of a T-network circuit for one pair of wires



NOTE If the AAN is of higher order (i.e. more than 1 pair of wires), then all wires of the EUT port, respectively all wires of the AE port, are connected together.

Figure E.2 – Arrangement for the termination impedance measurement



IEC 1118/03

NOTE La sonde doit présenter, de façon idéale, un ACL résiduel de 20 dB ou une valeur supérieure à l'ACL le plus élevé à mesurer, lorsqu'elle est terminée par un circuit en Π minimal constitué de R_1 , R_2 et R_3 ($R_2 = R_3$) qui comprend à la fois l'impédance symétrique nominale de l'AAN Z ($= \frac{R_1 \cdot (R_2 + R_3)}{R_1 + R_2 + R_3}$) et l'impédance asymétrique de 150Ω ($= \frac{R_2 \cdot R_3}{R_2 + R_3}$). Pour $Z = 100 \Omega$: $R_1 = 120 \Omega$ et $R_2 = R_3 = 300 \Omega$.

Il convient que la sonde d'ACL soit utilisée avec une impédance de source asymétrique de $Z/4$.

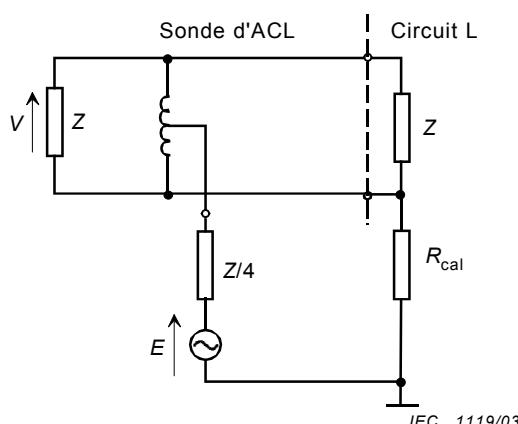
Pour $Z = 100 \Omega$, $Z/4 = 25 \Omega$.

Pour une reproductibilité optimale, l'ACL de la sonde doit être maximisé pour les deux orientations du circuit en Π par rapport aux bornes symétriques de la sonde d'ACL.

Définition : affaiblissement de conversion longitudinale (ACL) $= 20 \lg \left| \frac{E}{V} \right|$ en dB (conformément à la Recommandation G.117 de l'UIT-T)

Il convient que la la sonde d'ACL soit construite de telle sorte que l'ACL puisse être mesuré en utilisant des analyseurs de réseaux ordinaires. Un exemple de sonde d'ACL est décrit en [1]³⁾.

Figure E.3a – Disposition pour la vérification de la sonde d'ACL



IEC 1119/03

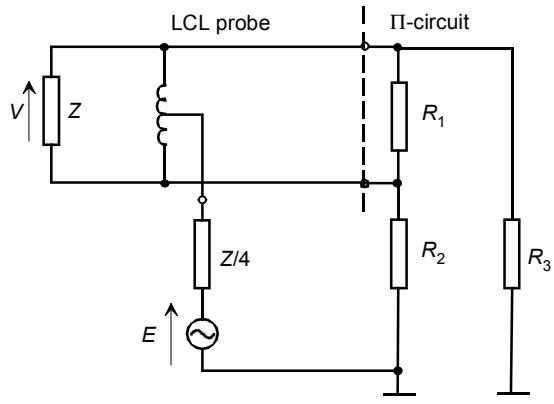
$$\text{NOTE } LCL_L = 20 \lg \left| \frac{(R_{\text{sym}} // Z) + 4R_{\text{cal}} + Z}{2(R_{\text{sym}} // Z)} \right| \text{dB}$$

L'incertitude de mesure de l'ACL selon la figure Figure E.3c est influencée par la précision du circuit L et par le taux d'ACL résiduelle de la sonde. La modification de l'orientation de la sonde d'ACL par rapport au circuit L montrera quelques incertitude de l'étalonnage.

Exemple d'un circuit L: Pour une impédance $Z = 100 \Omega$ et $R_{\text{sym}} = 100 \Omega$, une valeur $R_{\text{cal}} = 750 \Omega$ donnera un ACL de 29,97 dB c'est à dire approximativement 30 dB.

Figure E.3b – Disposition d'essai pour l'étalement de la sonde d'ACL (circuit L)

³⁾ Les chiffres entre crochets renvoient aux documents de référence à la fin de cette annexe.



IEC 1118/03

NOTE When terminated with a minimum LCL Π -circuit consisting of R_1 , R_2 and R_3 ($R_2 = R_3$) which include both the nominal symmetric impedance Z ($= \frac{R_1 \cdot (R_2 + R_3)}{R_1 + R_2 + R_3}$) of the AAN and the asymmetric impedance of 150Ω

($= \frac{R_2 \cdot R_3}{R_2 + R_3}$), the probe should ideally show a residual LCL of 20 dB or higher than the highest LCL to be measured. For $Z = 100 \Omega$: $R_1 = 120 \Omega$ and $R_2 = R_3 = 300 \Omega$.

The LCL probe should be operated with an asymmetric source impedance of $Z/4$.

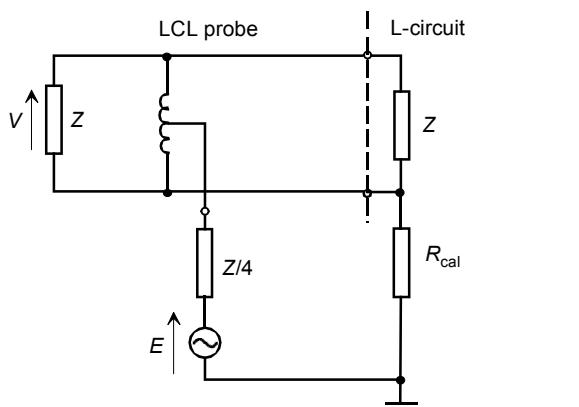
For $Z = 100 \Omega$, $Z/4$ equals 25Ω .

For optimum reproducibility, the LCL of the probe should be maximized for both orientations of the π -circuit relative to the balanced terminals of the LCL probe.

Definition: longitudinal conversion loss (LCL) = $20 \lg \left| \frac{E}{V} \right|$ in dB (according to ITU-T Recommendation. G.117)

The LCL probe should be so constructed that the LCL can be measured using ordinary network analyzers. An example LCL probe is described in [1]³⁾.

Figure E.3a – Arrangement for the LCL probe verification



IEC 1119/03

NOTE $LCL_L = 20 \lg \left| \frac{(R_{sym} // Z) + 4R_{cal} + Z}{2(R_{sym} // Z)} \right| \text{dB}$

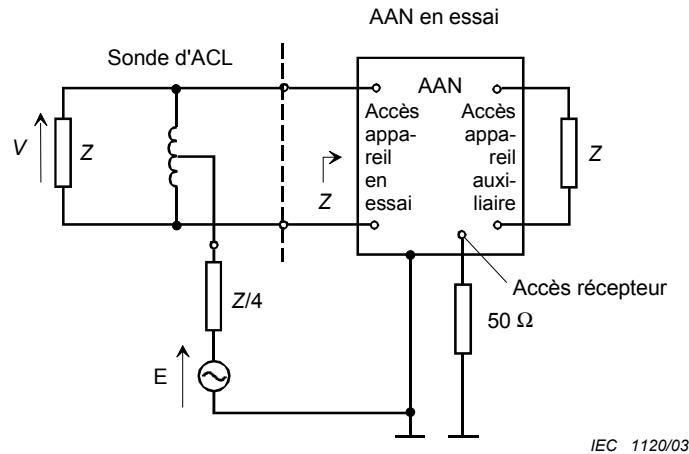
The LCL measurement uncertainty per Figure E.3c is influenced by the accuracy of the L-circuit and the amount of the residual LCL of the probe. Changing the orientation of the LCL probe relative to the L-circuit will show some uncertainty of calibration.

Example of an L-circuit: For an impedance $Z = 100 \Omega$ and $R_{sym} = 100 \Omega$, a value

$R_{cal} = 750 \Omega$ will give an LCL of 29,97 dB i.e. approximately 30 dB.

Figure E.3b – Test arrangement for the LCL probe calibration (L-circuit)

3) Figures in brackets refer to the reference documents at the end of this annex.



NOTE 1 Pour la définition de l'ACL voir la figure E.3a.

NOTE 2 En fonction de la proximité entre l'ACL à mesurer et l'ACL résiduel de la sonde, une mesure avec les deux orientations des sonde d'ACL, par rapport aux bornes d'accès appareil en essai, et la détermination de la valeur moyenne des deux résultats, peut améliorer la précision de l'essai.

NOTE 3 Si l'AAN est d'ordre supérieur (c'est à dire plus d'une paire de fils), l'ACL de chaque paire est essayé pendant que la ou les autres paires sont terminées par l'impédance de mode commun Z dans le cas d'une influence sur la paire mesurée.

Figure E.3c – Disposition d'essai pour la mesure d'ACL d'un AAN

Figure E.3 – Mesure d'ACL en utilisant une sonde d'ACL y compris la vérification et l'étalonnage de la sonde

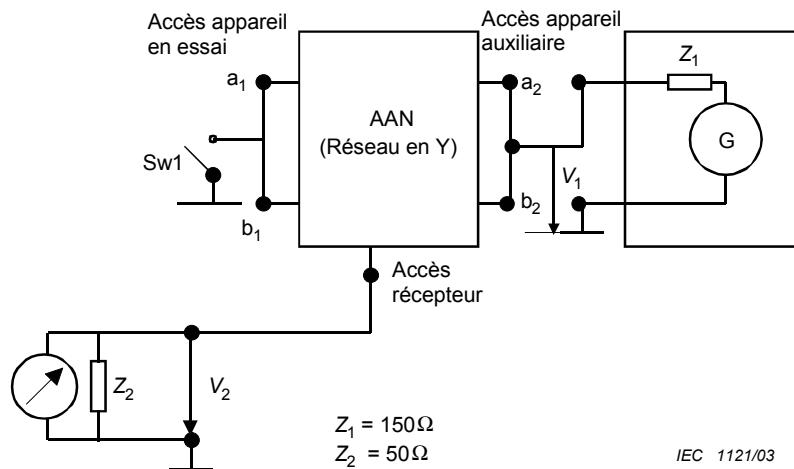
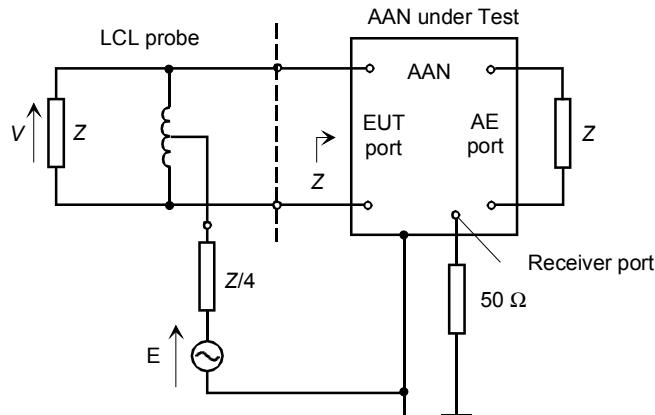


Figure E.4 – Disposition d'essai pour l'atténuation de découplage (isolation) du AAN

$$a_{\text{decoup}} = 20 \lg \left| \frac{V_1}{V_2} \right| - a_{\text{vdiv}} \text{ en dB}$$

pour signaux asymétriques entre l'accès appareil auxiliaire et l'accès appareil en essai



IEC 1120/03

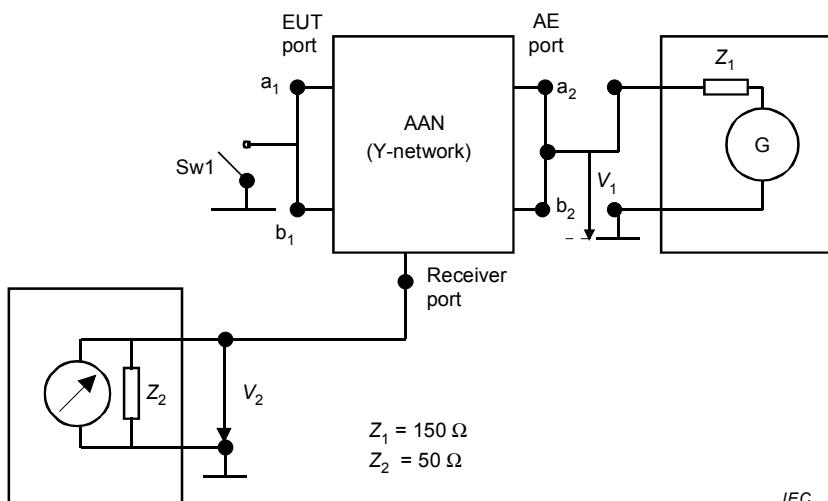
NOTE 1 For the definition of LCL see Figure E.3a.

NOTE 2 Depending on the closeness between the LCL to be measured and the residual LCL of the probe, a measurement with both orientations of the LCL probe, relative to the EUT port terminals and the determination of the mean value of the two results, may improve the accuracy of the test.

NOTE 3 If the AAN is of higher order (i.e. more than 1 pair of wires), then the LCL of each pair is tested, while the other pair(s) is (are) terminated with the common mode impedance Z in case of any influence on the measured pair.

Figure E.3c –Test arrangement for the LCL measurement of the AAN

Figure E.3 – LCL measurement using an LCL probe including verification and calibration of the probe

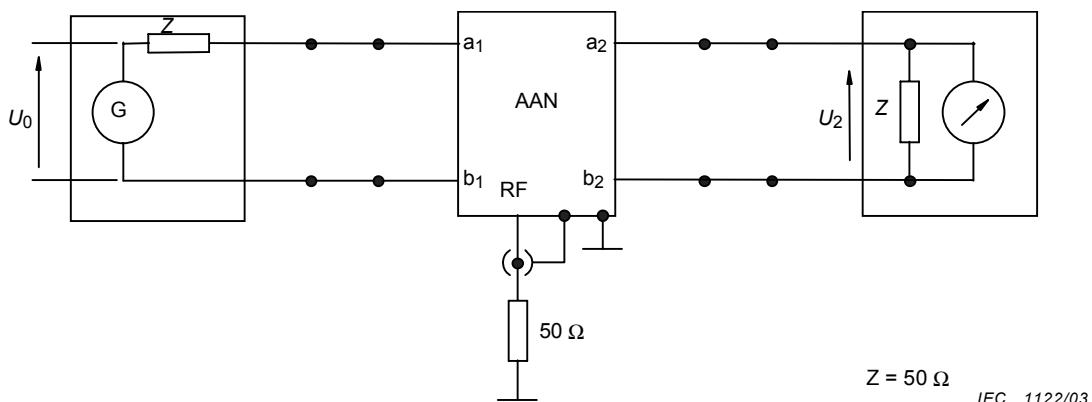


IEC 1121/03

Figure E.4 – Test set-up for the decoupling attenuation (isolation) of the AAN

$$a_{\text{decoup}} = 20 \lg \left| \frac{V_1}{V_2} \right| - a_{\text{vdiv}} \text{ in dB}$$

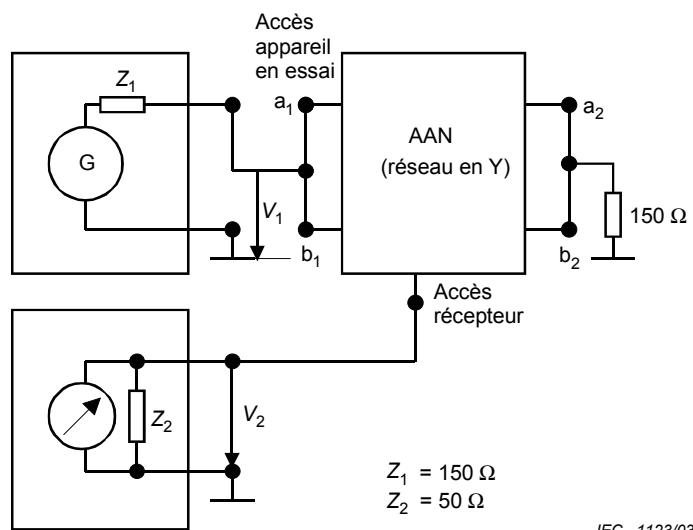
for asymmetric signals between AE port and EUT port



La spécification de l'atténuation de découplage doit être respectée dans les deux positions de Sw1 (fermé et ouvert). Si l'AAN est d'ordre supérieur (c'est à dire plus d'une paire de fils), tous les autres fils des accès appareil en essai, respectivement tous les fils des accès appareil auxiliaire sont reliés ensemble. a_{vdiv} est le facteur de division en tension mesuré conformément à la figure E.6.

NOTE Si l'AAN est d'ordre supérieur (c'est à dire plus d'une paire de fils), chaque paire est essayée séparément.

Figure E.5 – Disposition d'essai pour la perte d'insertion (symétrique) de l'AAN

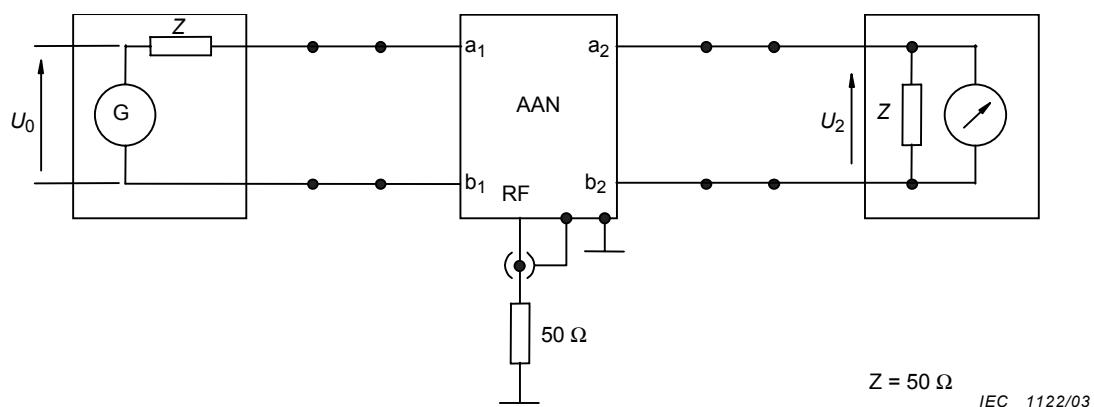


NOTE Si l'AAN est d'ordre supérieur (c'est à dire plus d'une paire de fils), tous les fils de l'accès appareil en essai, respectivement tous les fils de l'accès appareil auxiliaire, sont connectés ensemble.

Figure E.6 – Etalonnage du dispositif d'essai pour le facteur de division en tension du circuit asymétrique de l'AAN : $a_{\text{vdiv}} = 20 \lg \left| \frac{V_1}{V_2} \right|$ en dB

E.3 Documents de référence

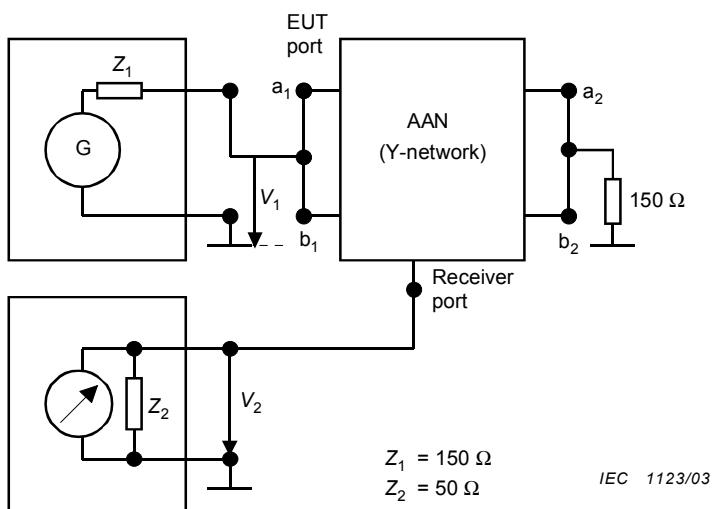
- [1] MACFARLANE, IP. A Probe for the Measurement of Electrical Unbalance of Networks and Devices. *IEEE Trans. EMC*, Feb. 1999, Vol.41, No.1, p.3-14.



The decoupling attenuation specification shall be met in both positions of Sw1 (short and open). If the AAN is of higher order (i.e. more than 1 pair of wires), then all wires of the EUT port respectively all wires of the AE port are connected together. a_{vdiv} is the voltage division factor as measured in accordance with Figure E.6.

NOTE If the AAN is of higher order (i.e. more than 1 pair of wires), then each pair shall be tested separately.

Figure E.5 – Test set-up for the insertion loss (symmetric) of the AAN



NOTE If the AAN is of higher order (i.e. more than one pair of wires), then all wires of the EUT port respectively all wires of the AE port are connected together.

Figure E.6 – Calibration test set-up for the AAN voltage division factor

$$\text{of the asymmetric circuit: } a_{vdiv} = 20 \lg \left| \frac{V_1}{V_2} \right| \text{ in dB}$$

E.3 Reference documents

- [1] MACFARLANE, IP. A Probe for the Measurement of Electrical Unbalance of Networks and Devices. *IEEE Trans. EMC*, Feb. 1999, Vol.41, No.1, p.3-14.

Annexe F
(normative)**Exemple et mesure des paramètres du réseau fictif
pour les câbles coaxiaux et autres câbles blindés****F.1 Description des réseaux pour les câbles coaxiaux et autres câbles blindés**

La figure F.1 donne un exemple de réseau pour câble coaxial utilisant des inductances internes de mode commun fabriquées avec un câble coaxial miniature (câble coaxial semi-rigide avec écran en cuivre plein ou à double tresse) enroulé sur des tores de ferrite.

Au cas où il n'est pas nécessaire d'avoir une atténuation de blindage élevée, les inductances de mode commun internes peuvent également être fabriquées en utilisant des enroulements bifilaires constitués d'un conducteur central isolé et d'un conducteur de blindage isolé, sur un noyau magnétique commun (par exemple un tore de ferrite).

Pour les câbles multi-conducteurs, l'inductance de mode commun peut être fabriquée en utilisant soit des enroulements multifilaires constitués de fils de signaux isolés et d'un conducteur de blindage isolé soit un enroulement constitué d'un câble multi-conducteurs blindé, sur un noyau magnétique commun.

F.2 Mesures des paramètres d'un réseau fictif pour les câbles coaxiaux et autres câbles blindés**a) Impédance de terminaison**

L'impédance entre le blindage coaxial sur le connecteur de traversée (sans le câble de l'appareil en essai connecté) et le connecteur de masse de référence, doit être mesuré avec l'accès récepteur terminé par 50Ω .

b) Facteur de division en tension

Le facteur de division en tension du réseau fictif doit être mesuré conformément à la figure F.2.

Annex F (normative)

Example and measurement of the parameters of the AN for coaxial and other screened cables

F.1 Description of ANs for coaxial and other screened cables

Figure F.1 gives an example of a coaxial cable AN employing internal common-mode chokes created by miniature coaxial cable (miniature semi-rigid solid copper screen or miniature double-braided screen coaxial cable) wound on ferrite toroids.

In cases where no high shielding attenuation is required, the internal common-mode choke(s) can also be created using bifilar windings of an insulated centre-conductor wire and an insulated screen-conductor wire on a common magnetic core (e.g. a ferrite toroid).

For multi-conductor screened cables, the internal common-mode choke can be created using either multifilar windings of insulated signal wires and an insulated screen-conductor wire or by winding a multi-conductor screened cable on a common-mode magnetic core.

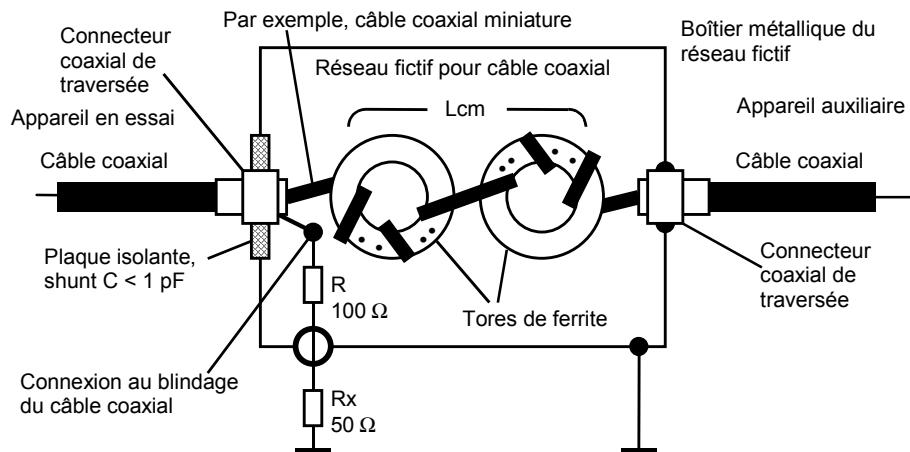
F.2 Measurements of parameters of an AN for coaxial and other screened cables

a) Termination impedance

The impedance between the coaxial screen on the bulkhead connector (with no EUT cable attached) and the reference-ground connector shall be measured with the receiver port terminated with 50Ω .

b) Voltage-division factor

The voltage division factor of the AN shall be measured in accordance with Figure F.2.

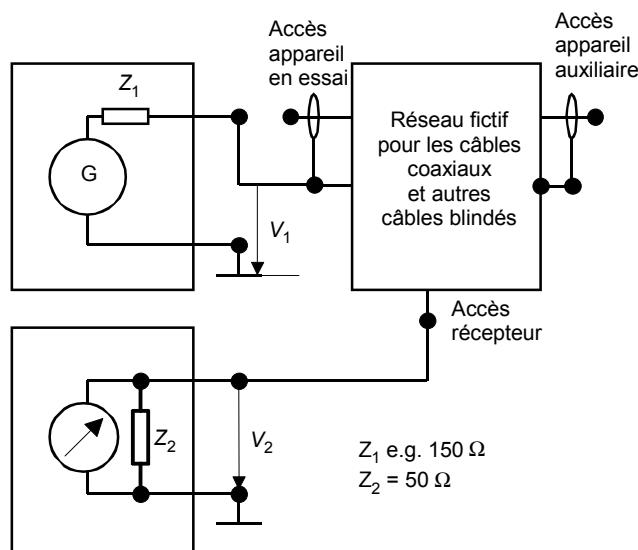


Rx = Récepteur de mesure

Inductance de mode commun $L_{cm} > 1,4 \text{ mH}$, Capacité parasite totale $C < 1 \text{ pF}$

IEC 1125/03

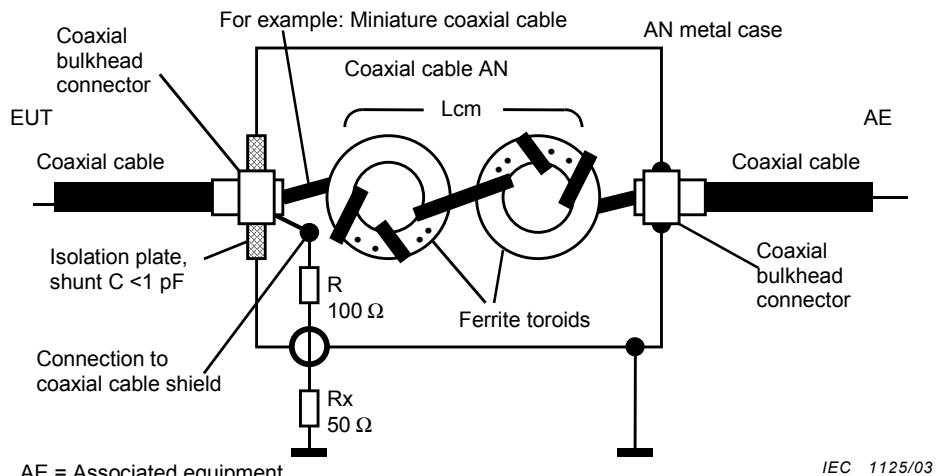
Figure F.1 – Exemple de réseau fictif pour câble coaxial



IEC 1126/03

Figure F.2 – Disposition d'essai pour le réseau pour câbles coaxiaux et autres câbles blindés

$$\text{facteur de division en tension } a_{\text{vdiv}} = 20 \lg \left| \frac{V_1}{V_2} \right| \text{ en dB}$$



AE = Associated equipment
EUT = Equipment under test
Rx = Measuring receiver

Common mode choke $L_{cm} > 1,4 \text{ mH}$, total parasitic shunt $C < 1 \text{ pF}$

Figure F.1 – Example of a coaxial cable AN

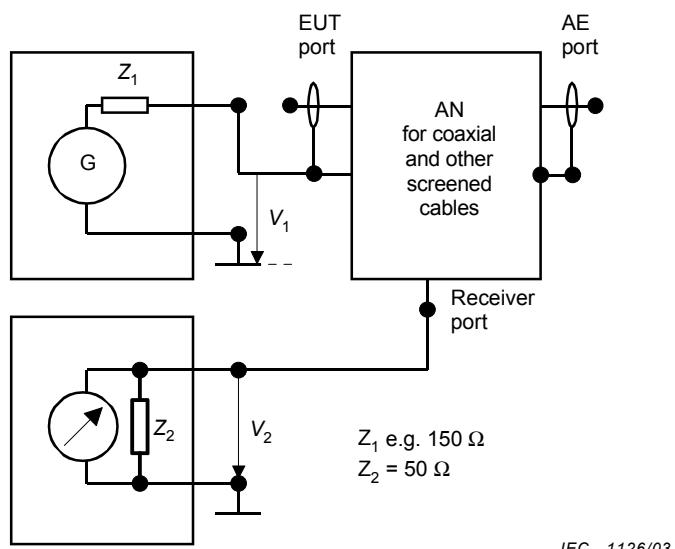


Figure F.2 – Test set-up for the coaxial and screened cable AN

$$\text{voltage division factor } a_{vdiv} = 20 \lg \left| \frac{V_1}{V_2} \right| \text{ in dB}$$

Annexe G (informative)

Réalisation et évaluation de la sonde de tension à couplage capacitif (paragraphe 5.2.2)

G.0 Introduction

La présente annexe fournit un exemple de méthode d'étalonnage de la sonde de tension à couplage capacitif (CVP). D'autres méthodes d'étalonnage sont possibles si leur incertitude est considérée comme équivalente à celle de la méthode exposée dans la présente annexe.

G.1 Considérations physiques et électriques à propos de la sonde de tension à couplage capacitif

La Figure G.1 présente la configuration d'une sonde de tension à couplage capacitif. Elle est composée de deux électrodes coaxiales, une borne de mise à la masse, une gaine de maintien du câble et un amplificateur à transconductance. L'électrode extérieure est utilisée comme blindage electrostatique afin de réduire l'erreur de mesure causée par le couplage electrostatique provenant des câbles installés à proximité.

Le circuit équivalent de la sonde est représenté sur la Figure G.2. Lorsqu'une tension est présente entre le câble et la masse, une tension induite est produite entre l'électrode intérieure et l'électrode extérieure par effet d'induction electrostatique. Cette tension est détectée par un amplificateur d'entrée à haute impédance et est convertie en faible impédance par un amplificateur à transconductance. La sortie est mesurée par un récepteur de mesure.

G.2 Détermination de la réponse en fréquence du facteur de division en tension

La Figure G.3 présente le montage d'essai utilisé pour déterminer la réponse en fréquence de la sonde de tension à couplage capacitif. La sonde est vérifiée conformément aux procédures suivantes.

- Préparer le même type de câble que celui utilisé pour l'appareil en essai (EUT).
- NOTE Si il arrive que plusieurs types de câbles peuvent être utilisés avec la sonde, un assortiment représentatif de types de câbles doit être étalonné et la dispersion des résultats doit être quantifiée. Le facteur de division en tension (F_a) peut être estimé en utilisant l'équation (G.3); cependant, il est recommandé de mesurer F_a pour chaque câble.
- Placer le dispositif d'étalonnage sur le plan de masse de référence, comme indiqué à la Figure G.3.
 - Raccorder les deux extrémités du câble aux accès intérieurs du dispositif d'étalonnage (accès-1, accès-2) (voir Figure G.3).
 - Installer la sonde dans le dispositif d'étalonnage et ajuster la position du câble pour qu'il passe par le centre.

Attention: Si l'extrémité des plaques du dispositif d'étalonnage est trop proche des extrémités de la sonde de tension, la capacité parasite est augmentée, ce qui peut compromettre l'étalonnage aux fréquences élevées. Si les plaques d'extrémité du dispositif d'étalonnage sont trop éloignées des extrémités de la sonde de tension, une onde stationnaire peut commencer à se former dans le dispositif d'étalonnage aux fréquences élevées. Ces ondes stationnaires peuvent compromettre l'étalonnage.

- Raccorder la borne de masse de la sonde à la borne de masse intérieure du dispositif d'étalonnage. Raccorder la borne de masse extérieure du dispositif d'étalonnage au plan de masse de référence. Il convient que le ruban de mise à la masse présente une inductance faible, soit aussi court que possible, et soit tenu à l'écart de l'ouverture de la sonde de tension.

Annex G (informative)

Construction and evaluation of capacitive voltage probe (subclause 5.2.2)

G.0 Introduction

This annex provides an example of a method for the calibration of the capacitive voltage probe (CVP). Other calibration methods can be used if their uncertainty is considered to be equivalent to that of the method shown in this annex.

G.1 Physical and electrical considerations for capacitive voltage probe

Figure G.1 shows the configuration of a capacitive voltage probe. It is made up of two coaxial electrodes, a grounding terminal, a cable fixture, and a trans-impedance amplifier. The outer electrode is used as an electrostatic shield to reduce the measurement error caused by electrostatic coupling from cables running alongside.

The equivalent circuit of the probe is shown in Figure G.2. When a voltage exists between the cable and the ground, an induced voltage occurs between the inner electrode and the outer electrode as a result of electrostatic induction. This voltage is detected by a high impedance input amplifier and converted to low impedance by a trans-impedance amplifier. The output is measured by a measuring receiver.

G.2 Determination of the frequency response of the voltage division factor

Figure G.3 shows the test set-up used to determine the frequency response of the capacitive voltage probe. The probe is verified according to the following procedures.

- Prepare the same type of cable which is used with the equipment under test (EUT).
NOTE If several types of cable are used with the probe, a representative variety of cable types shall be used in the calibration and the spread of results determined. The voltage division factor (F_a) can be estimated by using equation (G.3), however, it is recommended to measure the F_a for each cable.
- Place the calibration fixture on the reference ground plane, as shown in Figure G.3.
- Connect both ends of the cable to the inner ports of the calibration fixture (port-1, port-2) (see Figure G.3).
- Place the probe in the calibration unit and adjust the position of the cable to pass through the centre.

Caution: If the end of plates of the calibration fixture are too close to the ends of the voltage probe, the stray capacitance is increased, which can adversely affect the calibration at higher frequencies. If the end plates of the calibration fixture get too far from the ends of the voltage probe, a standing wave may be formed within the calibration fixture at higher frequencies. These standing waves can adversely affect the calibration.

- Connect the grounding port of the probe to the inner grounding port of the calibration fixture. Connect the outer grounding port of the calibration fixture to the reference ground plane. The grounding strip should have low inductance, be as short as possible and kept away from the voltage probe aperture.

- f) Raccorder un générateur de signaux, dont l'impédance de sortie est de 50Ω , au connecteur extérieur de l'accès-1 par l'intermédiaire d'un atténuateur de 10 dB.
- g) Raccorder un appareil de mesure de niveau, dont l'impédance d'entrée est de 50Ω , au connecteur extérieur de l'accès-2, et reboucler la sortie de la sonde sur 50Ω . Mesurer le niveau V sur une gamme de fréquences déterminée.
- h) Raccorder l'appareil de mesure de niveau au connecteur de sortie de la sonde et reboucler l'accès-2 extérieur sur 50Ω . Mesurer le niveau U sur une gamme de fréquences déterminée.
- i) Calculer le facteur de division en tension $F_a = 20 \log_{10}|V/U|$ en dB à partir des valeurs mesurées.

G.3 Méthode de mesure pour la détermination de l'influence des champs électriques extérieurs

G.3.1 Influence du champ électrique extérieur

L'influence du champ électrique extérieur se manifeste par voie de couplage electrostatique avec d'autres câbles près de la sonde. La Figure G.4 présente les modèles de couplage electrostatique et leurs circuits équivalents. La tension de mode commun V_x sur le câble #2 et la tension V sur le câble #1 apparaissent au niveau de l'entrée de la sonde de tension à haute impédance via les capacités C_x et C , comme indiqué à la Figure G.4(a). Un blindage electrostatique doit être utilisé afin de réduire le couplage electrostatique dû à C_x . Cependant, l'influence du champ électrique extérieur dû au couplage electrostatique entre l'électrode externe et l'autre câble (C_x') persiste, à cause de l'imperfection du blindage electrostatique, comme représenté sur la Figure G.4(b). Le paragraphe G.3.2 donne la procédure de mesure permettant d'estimer l'influence du couplage electrostatique entre l'électrode externe et l'autre câble. De plus, il convient de rappeler que la tension V est affectée par V_x , sauf si $|Z_s| \ll |1/(j\omega C_c)|$.

G.3.2 Méthode de mesure pour la détermination de l'influence du champ électrique extérieur

L'influence du champ électrique extérieur résultant du couplage electrostatique dû à l'imperfection du blindage electrostatique est mesurée à l'aide du montage d'essai de la Figure G.5. La procédure de mesure est la suivante;

- a) Mesurer le facteur de division de tension, $F_a = 20 \log_{10}|V/U|$, à l'aide de la méthode de l'Article G.2.
- b) Placer la sonde de tension à couplage capacitif à côté du câble à une distance, "s", égale à 1 cm (voir Figure G.5).
- c) Raccorder la borne de masse de la sonde à la borne de masse intérieure du dispositif d'étalonnage. Raccorder la borne de masse extérieure du dispositif d'étalonnage au plan de masse de référence.
- d) Raccorder un générateur de signaux dont l'impédance de sortie est de 50Ω au connecteur extérieur de l'accès-1 par l'intermédiaire d'un atténuateur de 10 dB.
- e) Raccorder un appareil de mesure de niveau dont l'impédance d'entrée est de 50Ω au connecteur extérieur de l'accès-2, et reboucler la sortie de la sonde sur 50Ω . Mesurer le niveau V_s sur une gamme de fréquences déterminée.
- f) Raccorder l'appareil de mesure de niveau au connecteur de sortie de la sonde et reboucler l'accès-2 extérieur sur 50Ω . Mesurer le niveau U_s sur une gamme de fréquences déterminée.
- g) La réduction de l'influence est définie par $F_s = F_a/(V_s/U_s)$, à partir des valeurs mesurées.

- f) Connect a signal generator, with an output impedance of 50Ω , to the outer port of the port-1 through a 10 dB attenuator.
- g) Connect a level meter, with an input impedance of 50Ω , to the outer port of port-2 and terminate the output port of the probe in 50Ω . Measure the level V over a specified frequency range.
- h) Connect the level meter to the output port of the probe and terminate the outer port of the port-2 by 50Ω . Measure the level U over a specified frequency range.
- i) Calculate the voltage division factor $F_a = 20 \log_{10}|V/U|$ in dB from the measured values.

G.3 Method of measurement to determine the influence of external electric fields

G.3.1 Influence of external electric field

The influence of the external electric field appears via electrostatic coupling with other cables close to the probe. Figure G.4 shows the electrostatic coupling models and their equivalent circuits. Both the common-mode voltage V_x on cable #2 and the voltage V on cable #1 appear at the input terminal of the high impedance voltage probe through the capacitance C_x and C as shown in Figure G.4 (a). An electrostatic shield shall be used to reduce the coupling due to C_x . However, the influence of the external electric field due to the electrostatic coupling between the outer electrode and other cable (C_x') still remains because of the imperfection of the electrostatic shield, as shown in Figure G.4 (b). Subclause G.3.2 shows the measurement procedure for evaluating the influence of the electrostatic coupling between outer electrode and other cable. Furthermore, it should be noted that the voltage V is affected by the V_x unless $|Z_s| \ll |1/(j\omega C_c)|$.

G.3.2 Method of measurement to determine the influence of the external electric field

The influence of an external electric field caused by electrostatic coupling due to limited electrostatic shielding is measured using the test set-up shown in Figure G.5. The measurement procedure is as follows;

- a) Measure the voltage division factor, $F_a = 20 \log_{10}|V/U|$, using the method in Clause G.2.
- b) Place the capacitive voltage probe beside the cable, at a distance "s" equal to 1 cm (see Figure G.5).
- c) Connect the grounding port of the probe to the inner grounding port of the unit. Connect the outer grounding port of the unit to the reference ground plane.
- d) Connect a signal generator with a 50Ω output impedance to the outer port of the port-1 through a 10 dB attenuator.
- e) Connect a measuring receiver with a 50Ω input impedance to the outer port of the port-2 and terminate the output port of the probe by 50Ω . Measure the level V_s over a specified frequency range.
- f) Connect the measuring receiver to the output port of the probe and terminate the outer port of the port-2 by 50Ω . Measure the level U_s over a specified frequency range.
- g) The reduction of the influence is defined as $F_s = F_a/(V_s/U_s)$ from the measured values.

G.4 Réponse en impulsion

La sonde de tension à couplage capacitif est conçue comme faisant partie intégrante du dispositif de mesure incluant le récepteur de mesure de perturbations. Elle n'affecte pas les performances du récepteur de mesure décrites à l'Article 4. La réponse de la sonde aux impulsions doit être mesurée, étant donné que la sonde de tension à couplage capacitif contient un circuit actif. La réponse est mesurée à l'aide du générateur d'impulsions décrit aux Annexes B et C de la CISPR 16-1-1 pour la bande B.

NOTE Il est difficile de mesurer la réponse en impulsion en utilisant un générateur d'impulsions. On peut vérifier les performances de réponse en impulsion de la sonde, pour la mesure de la linéarité, en utilisant une source CW (onde entretenu) dont la valeur crête de l'amplitude du signal de sortie est la même que la valeur crête des impulsions du générateur d'impulsions. Cela est rendu possible par le fait que la sonde ne contient pas de détecteur ni de filtre passe-bande. Il peut être exigé de l'atténuateur qu'il minimise l'amplitude du signal réfléchi en raison de l'utilisation du câble coaxial entre le générateur de signaux et le dispositif d'essai. S'il n'est pas indispensable de stabiliser la réponse en fréquence, l'atténuateur n'est pas nécessaire.

La réponse en impulsions du générateur d'impulsions est de 0,316 (mVs) de 0,15 MHz à 30 MHz, comme indiqué au Tableau B.1 de la CISPR 16-1-1. Le spectre du signal du générateur d'impulsions est essentiellement constant jusqu'à 30 MHz. La largeur de l'impulsion, τ , est approximativement donnée par

$$\tau = 1/(\pi f_m) \quad (\text{G.1})$$

où f_m est égal à 30 MHz. Nous obtenons ensuite τ égal à 0,0106 µs.

L'amplitude de l'impulsion, A , est donnée par

$$A = 0,316/\tau = 29,8 \text{ V} \quad (\text{G.2})$$

Cela montre qu'il convient que la sonde de tension à couplage capacitif reste linéaire jusqu'à 30 V.

La linéarité est testée en mesurant le facteur de division en tension, F_a , lorsque l'amplitude du générateur de signaux est augmentée jusqu'à 30 V.

G.5 Dépendance du facteur de division en tension

Le facteur de division en tension de la sonde de tension à couplage capacitif dépend de la position du câble et du rayon du câble dans l'électrode intérieure de la sonde de tension à couplage capacitif. Bien que l'étalonnage du facteur pour chaque type de câble soit nécessaire pour la mesure des perturbations, il peut être difficile, pour tout type de câble, de calculer le facteur de division en tension. Une étude a été faite pour évaluer l'influence de la configuration du câble sur le facteur de division en tension.

Des investigations ont été menées sur les dépendances du facteur de division en tension, en réalisant des mesures et une analyse théorique. La Figure G.6 présente la dispersion du facteur de division en tension lorsque la position du câble varie dans l'électrode. Sur la Figure G.6, "a" est le rayon du câble, "b" est le rayon intérieur de l'électrode intérieure, "c" est le rayon intérieur de l'électrode extérieure (blindage électrostatique), et "g" est la distance entre le centre de l'électrode intérieure et le centre du câble. Pour l'expérience, le câble est remplacé par une tige de cuivre. L'axe horizontal indique le rapport de séparation, $g/(b-a)$. La ligne continue représente les résultats de calcul obtenus à partir de la variation de capacité entre l'électrode intérieure et le câble, et les points représentent les valeurs mesurées. Il en résulte que les données de mesure correspondent bien aux données calculées. Toutefois, la sensibilité de la sonde de tension à couplage capacitif ne dépend pas de la variation de la position du câble dans l'électrode intérieure jusqu'à un rapport de séparation de 0,8. Ainsi, afin de réduire les erreurs de mesure, le câble en essai doit être ajusté afin de passer par le centre de la sonde.

G.4 Pulse response

The capacitive voltage probe is constructed as part of the measuring system which includes the disturbance receiver. It does not affect the performance of the measuring receiver described in Clause 4. The probe response to pulses shall be measured since the capacitive voltage probe contains an active circuit. The response is measured using the pulse generator as described in Annexes B and C of CISPR 16-1-1 for band B.

NOTE It is difficult to measure the pulse response using a pulse generator. The pulse capability of the probe is tested to measure the linearity using a CW signal whose peak value is the same as the peak value of the pulse. This can be accomplished because the probe does not contain a detector and band-pass filter. The attenuator may be required to minimize the amplitude of the reflected signal, due to the use of coaxial cable between the signal generator and the test fixture. If it is not necessary to stabilize the frequency response, the attenuator is not needed.

The impulse response of the pulse generator is 0,316 (mVs) from 0,15 MHz to 30 MHz as shown in Table B.1 of CISPR 16-1-1. The spectrum of the pulse generator signal is practically constant up to 30 MHz. The pulse width, τ , is approximately given by

$$\tau = 1/(\pi f_m) \quad (\text{G.1})$$

where f_m is 30 MHz. Then, we get τ of 0,0106 μs .

The amplitude of the pulse, A , is given by

$$A = 0,316/\tau = 29,8 \text{ V} \quad (\text{G.2})$$

This indicates that the capacitive voltage probe should maintain linearity up to 30 V.

The linearity is tested by measuring the voltage division factor, F_a , when the amplitude of the signal generator is varied up to 30 V.

G.5 Voltage division factor dependence

The voltage division factor of the capacitive voltage probe depends on the radius and the position of the cable under test in the inner electrode of the CVP. Although the value of the voltage division factor is needed for disturbances measurements, calculation of the factor for any type of cable may be difficult. An investigation was performed to evaluate the influence of the cable configuration on the voltage division factor.

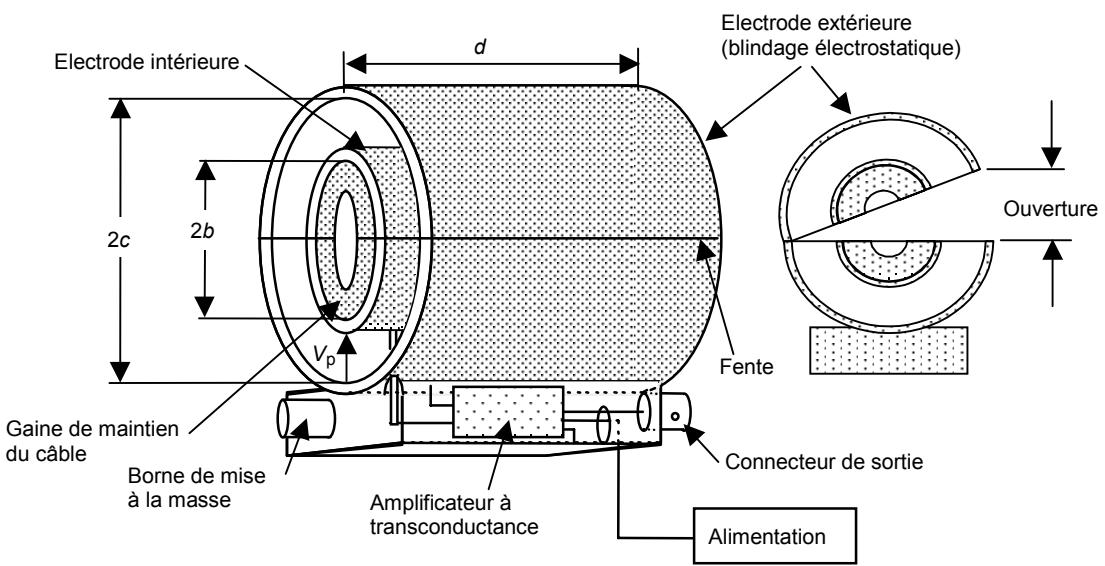
The voltage division factor dependencies were investigated using measurements and a theoretical analysis. Figure G.6 shows the voltage division factor deviation when the cable position changes in the electrode. In Figure G.6, “a” is the radius of the cable, “b” is the inner radius of the inner electrode, “c” is the inner radius of the outer electrode (electrostatic shield), and “g” is the distance between the centre of the inner electrode and the centre of the cable. The cable is replaced with a copper rod in the experiment. The horizontal axis indicates the separation ratio, $g/(b-a)$. The solid line represents the calculation results obtained from capacitance variation between the inner electrode and cable, and the dots are the measured values. As a result, the measurement data agrees well with the calculated data. The sensitivity of the capacitive voltage probe, however, does not depend on the variation of the cable position in the inner electrode up to a separation ratio of 0,8. Thus, in order to minimize measurement errors, the cable under test shall be adjusted to pass the centre of the probe.

La Figure G.7 montre la dépendance du rayon du câble. L'axe vertical indique la variation du facteur de division en tension F_a . La ligne continue représente les résultats calculés à l'aide des équations suivantes:

$$F_a = \frac{\left\{ 1 + \frac{1}{C_p} \frac{2\pi\epsilon}{\log_e \frac{b}{a}} d \right\}}{\left\{ 1 + \frac{1}{C_p} \frac{2\pi\epsilon}{\log_e \frac{b}{a_{ref}}} d \right\}} \quad (G.3)$$

où ϵ est la constante diélectrique, a_{ref} est le rayon du câble utilisé à titre de référence, et les autres constantes sont définies à la Figure G.1. On obtient C_p , la capacité de l'amplificateur à transconductance, à partir de la mesure.

Le tracé des valeurs montre les résultats de mesure pour plusieurs câbles. Le rayon équivalent de chaque câble est évalué par rapport à la surface de chaque conducteur compris dans le câble, et comparé à la surface d'une tige de cuivre. On a fait varier le nombre de conducteurs dans le câble de 1 à 12. La figure montre que les résultats calculés correspondent bien au résultat de mesure obtenu avec une tige de cuivre. Ainsi, l'écart entre les résultats de mesures pour un câble réel et la valeur calculée est de l'ordre de 2 dB. Ce résultat montre que le facteur de division en tension peut être calculé approximativement par l'équation (G.3) en fonction de la surface de chaque câble.



IEC 438/04

Attention:

- 1) La gaine de maintien du câble est utilisée pour centrer le câble en essai à l'intérieur de la sonde. Cet élément peut se comporter comme un diélectrique, qui augmentera la capacité entre le câble en essai et l'électrode intérieure de la sonde de tension.
- 2) L'isolation par rapport au champ électrique extérieur est nécessaire pour éviter tout couplage entre les cordons d'alimentation et les circuits de la sonde de tension.

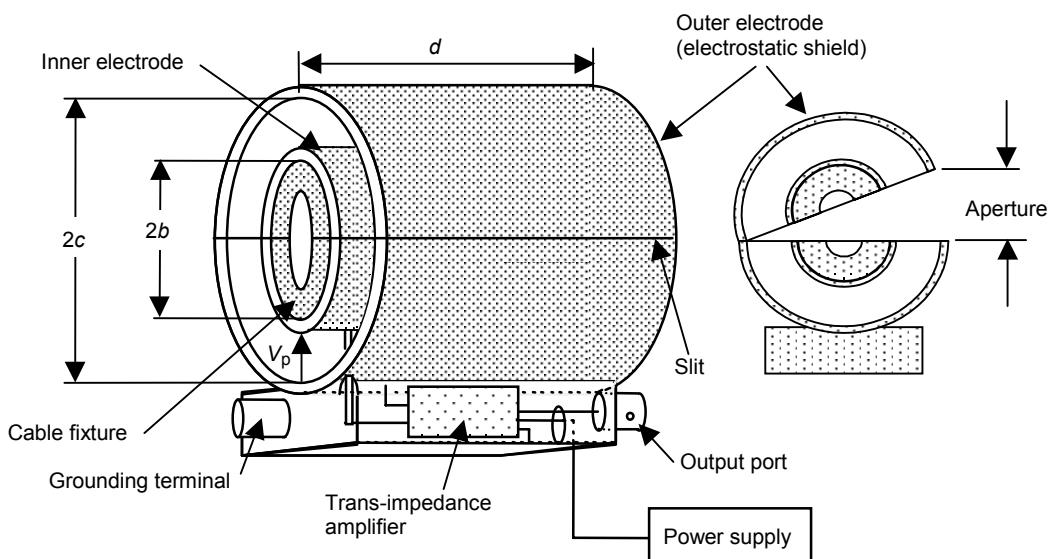
Figure G.1 – Configuration d'une sonde de tension à couplage capacitif

Figure G.7 shows the cable radius dependence. The vertical axis shows the deviation of the voltage division factor F_a . The solid line shows the calculated results using the following equations:

$$F_a = \frac{\left\{ 1 + \frac{1}{C_p} \frac{2\pi\epsilon}{\log_e \frac{b}{a}} d \right\}}{\left\{ 1 + \frac{1}{C_p} \frac{2\pi\epsilon}{\log_e \frac{b}{a_{ref}}} d \right\}} \quad (G.3)$$

where ϵ is dielectric constant, a_{ref} is the cable radius used for reference, and the other constants are defined in Figure G.1. C_p , the gain of the trans-impedance amplifier, is obtained from the measurement.

The plotted values show the measurement results for several cables. The equivalent radius of each cable is evaluated with respect to the surface area of each wire included in the cable and compared to the surface area of a copper rod. The number of wires in the cable was changed from 1 to 12. The figure indicates that the calculated results agree well with the measured result using the copper rod. Thus the deviation between the measured results for actual cable and the calculated value is within 2 dB. This result shows that the voltage division factor can be approximately calculated by Equation (G.3) using the surface area of each cable.

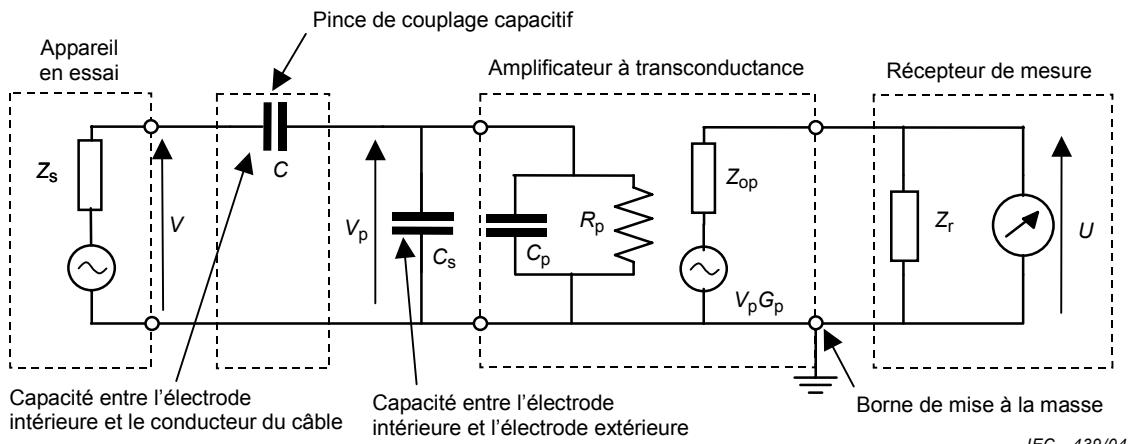


IEC 438/04

Caution:

- 1) Cable fixture is used to centre the cable under test inside the probe. This item can act as a dielectric, which will increase capacitance between the cable under test and the voltage probe inner electrode.
- 2) Isolation from the external electric field is needed to keep pickup on the power supply leads from coupling into the voltage probe circuitry.

Figure G.1 – Configuration of a capacitive voltage probe



Valeurs typiques pour la configuration illustrée à la Figure G.1

b 25 mm	C_p 5 pF
c 55 mm	R_p 1 MΩ
d 100 mm	$ Z_s \ll 1/(j\omega C) $
C 8 pF	$R_p \gg 1/(j\omega(C_s+C_p)) $
(Le diamètre du câble est de 26 mm)	$Z_{op} = Z_r = 50 \Omega$
C_s 7 pF	

Les valeurs typiques ne sont pas des valeurs requises/spécifiées, et les autres combinaisons cohérentes avec les «caractéristiques» de 5.1.2 sont acceptables.

Figure G.2 – Circuit équivalent de la sonde de tension à couplage capacitif

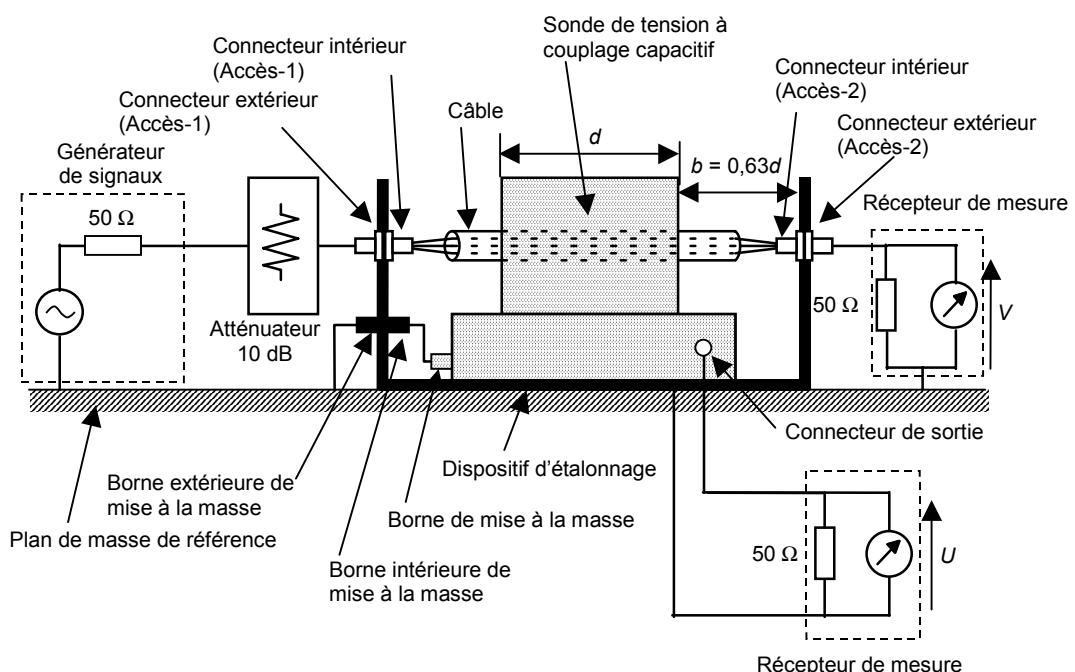
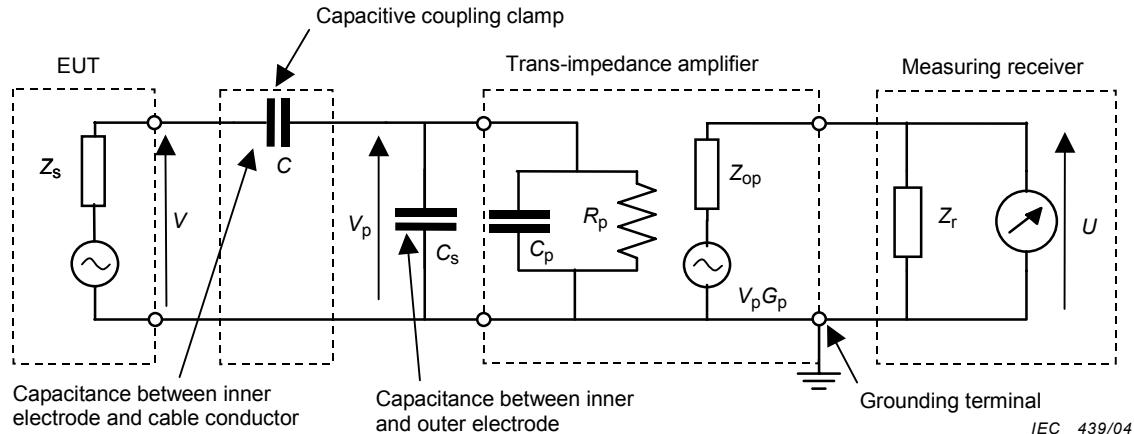


Figure G.3 – Montage d'essai pour étalonner la réponse en fréquence



Typical values for the configuration shown in Figure G.1

b 25 mm

C_p 5 pF

c 55 mm

R_p 1 MΩ

d 100 mm

$|Z_s| \ll |1/(j\omega C)|$

C 8 pF
(Cable diameter is 26 mm)

$R_p \gg |1/(j\omega(C_s + C_p))|$

C_s 7 pF

$Z_{op} = Z_r = 50 \Omega$

Typical values are not required/specified values, and other combinations consistent with "Characteristics" of 5.1.2 are acceptable.

Figure G.2 – Equivalent circuit of the capacitive voltage probe

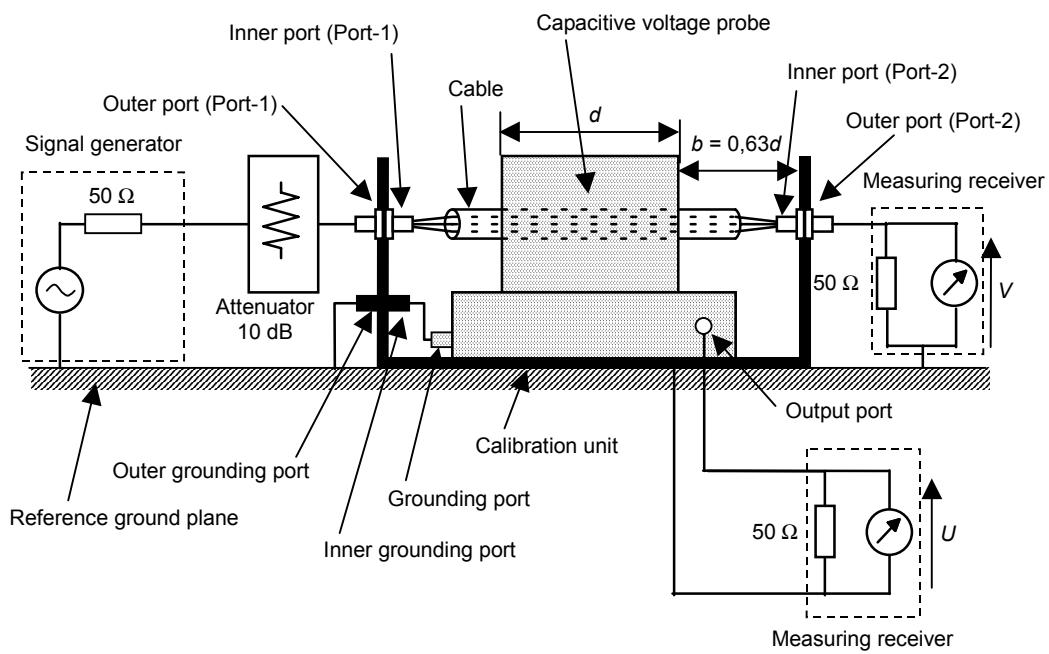


Figure G.3 – Test set-up to calibrate frequency response

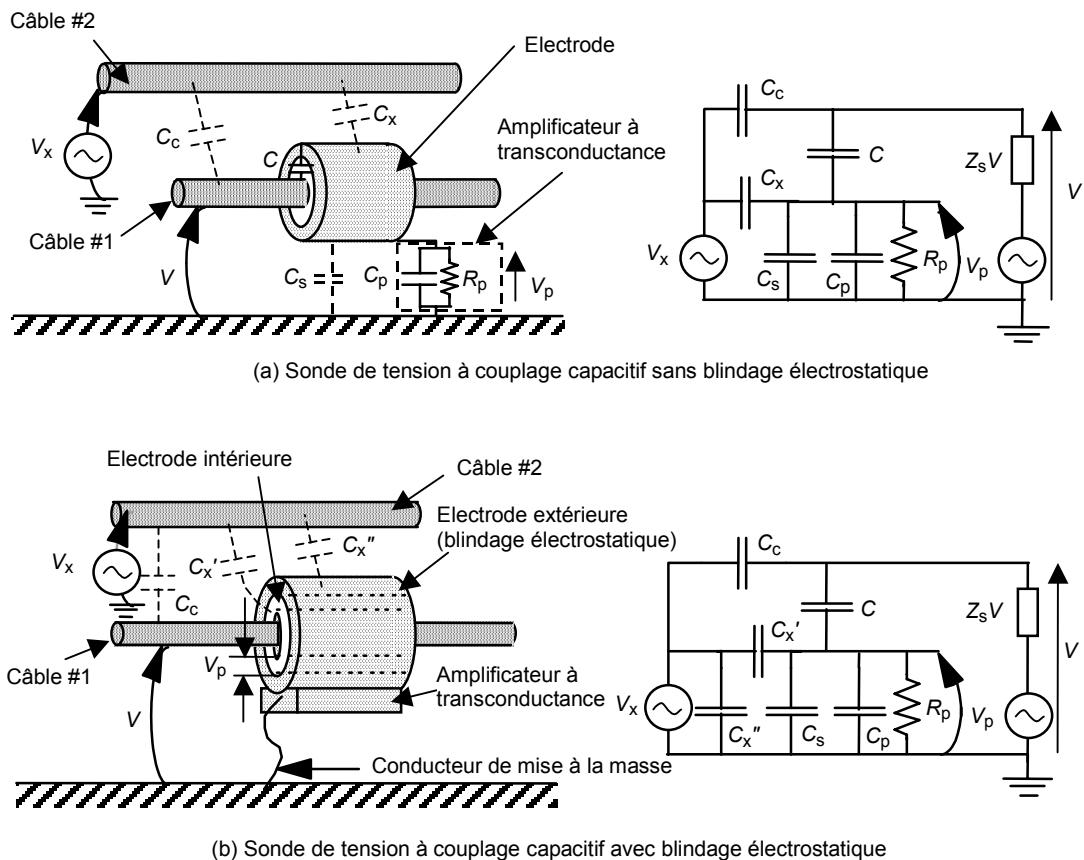


Figure G.4 – Modèle de couplage électrostatique et son circuit équivalent

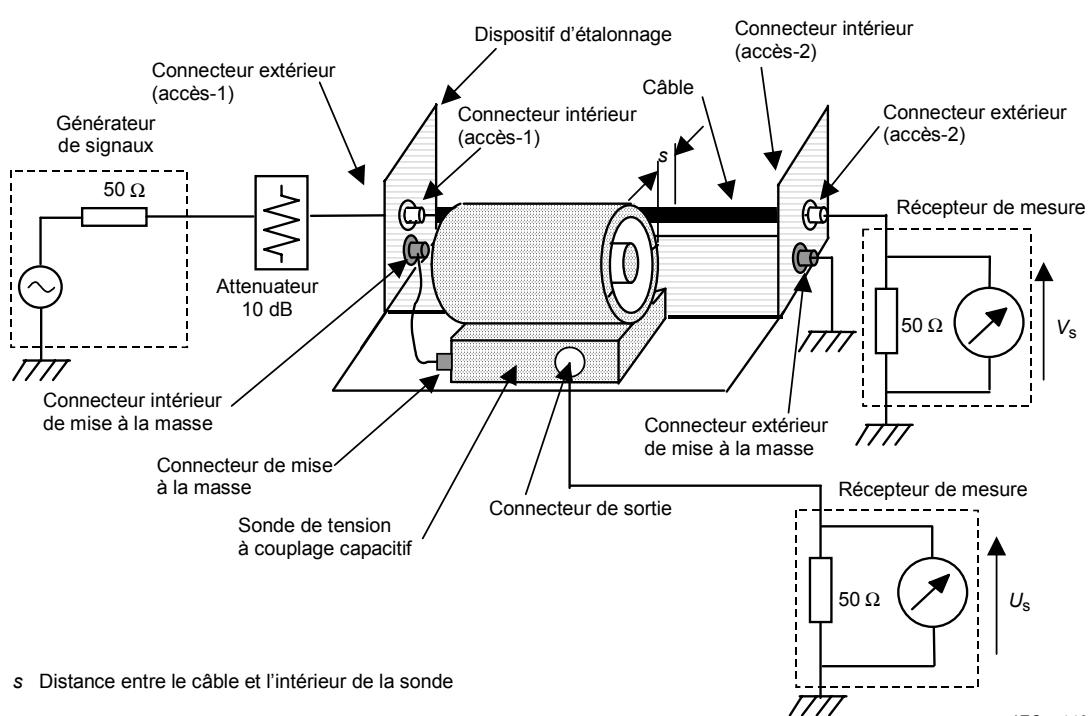
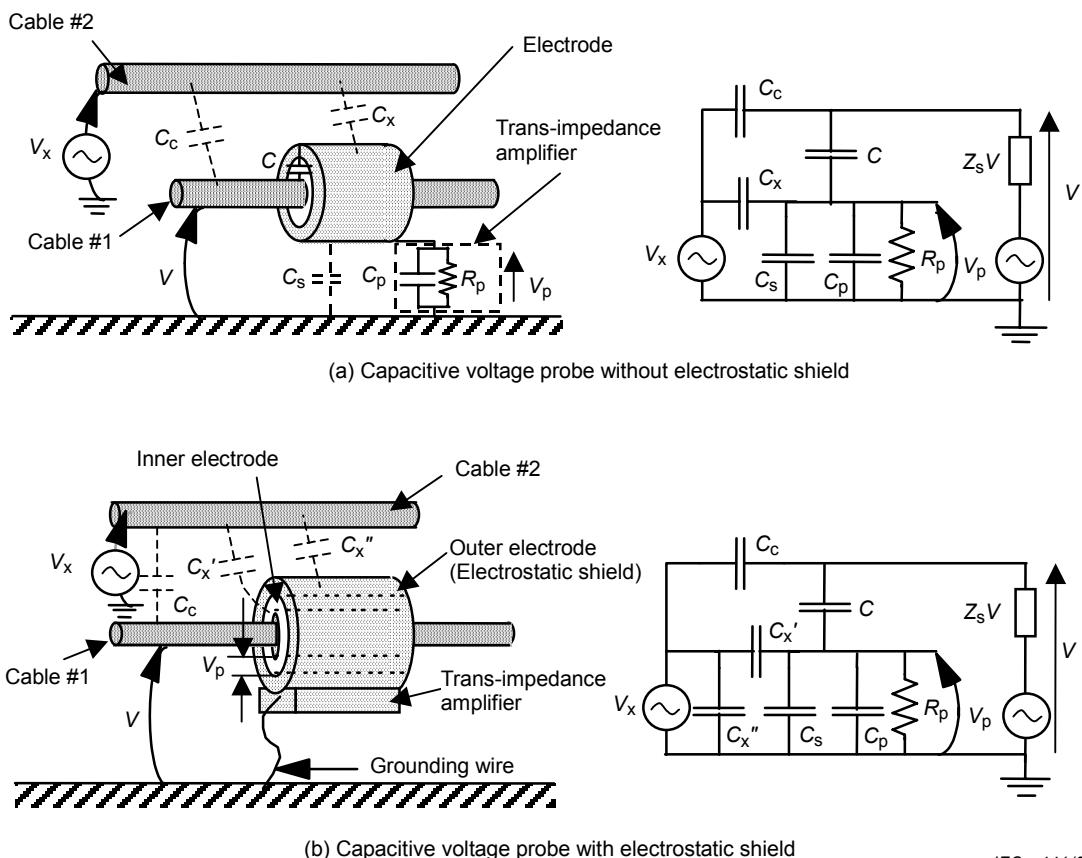
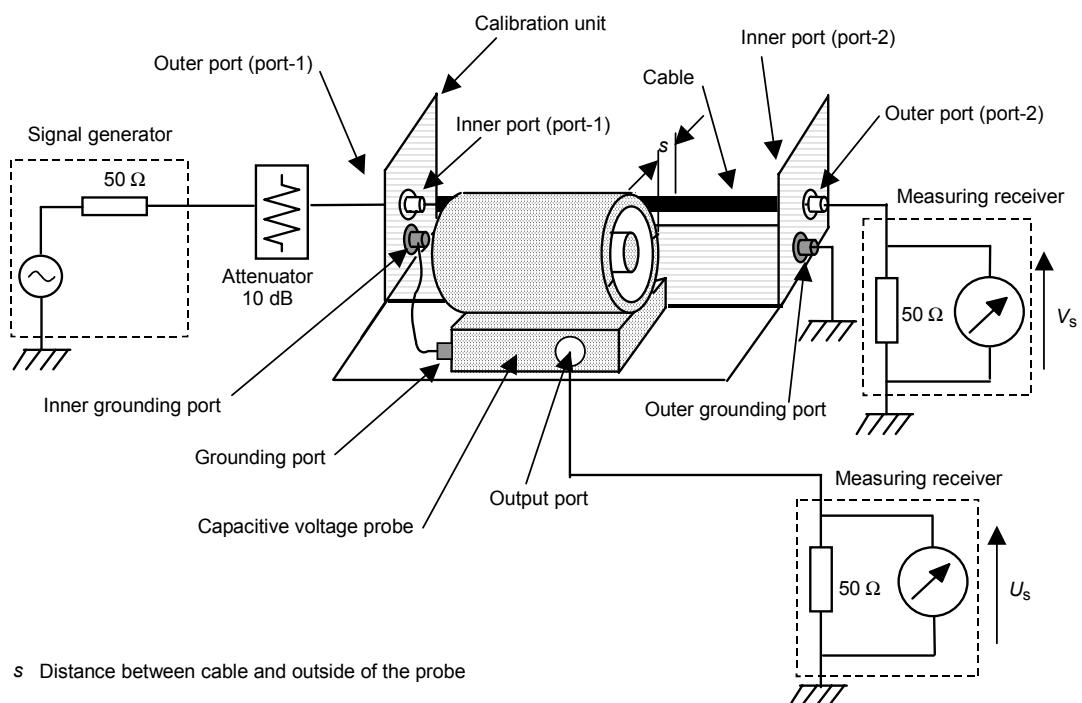


Figure G.5 – Montage de mesure de la réduction, par effet de blindage, de l'influence du champ électrique extérieur dû au couplage électrostatique



IEC 441/04

Figure G.4 – Electrostatic coupling model and its equivalent circuit

IEC 442/04

Figure G.5 – Test set-up to measure the reduction, through the shielding effect, of the influence of the external electric field caused by electrostatic coupling

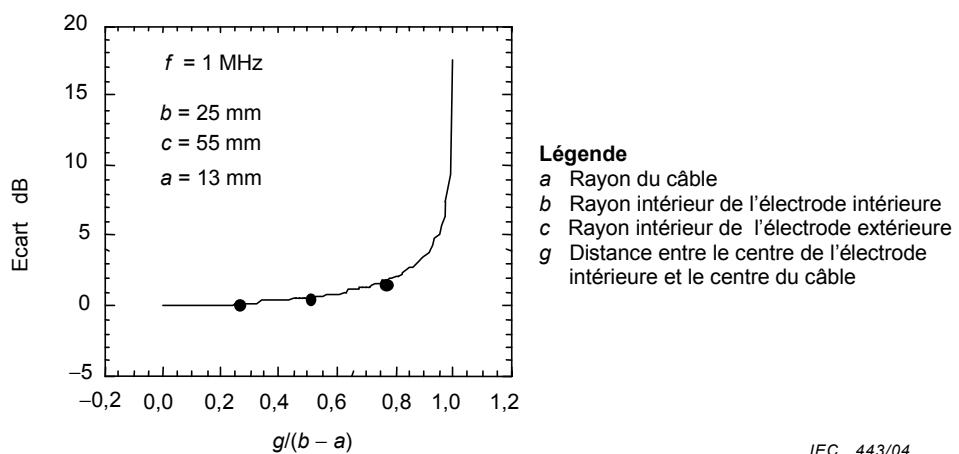
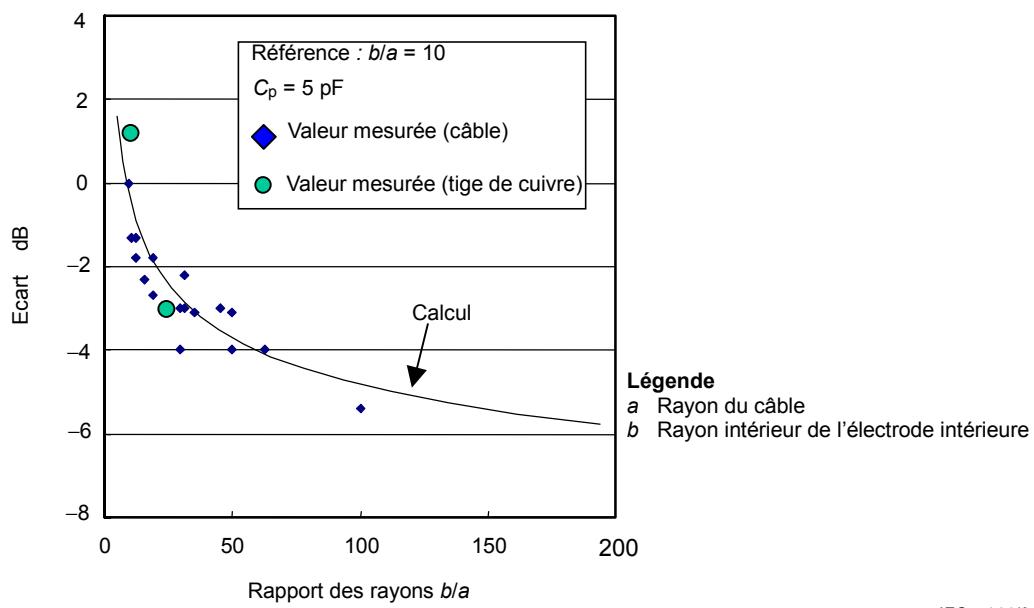
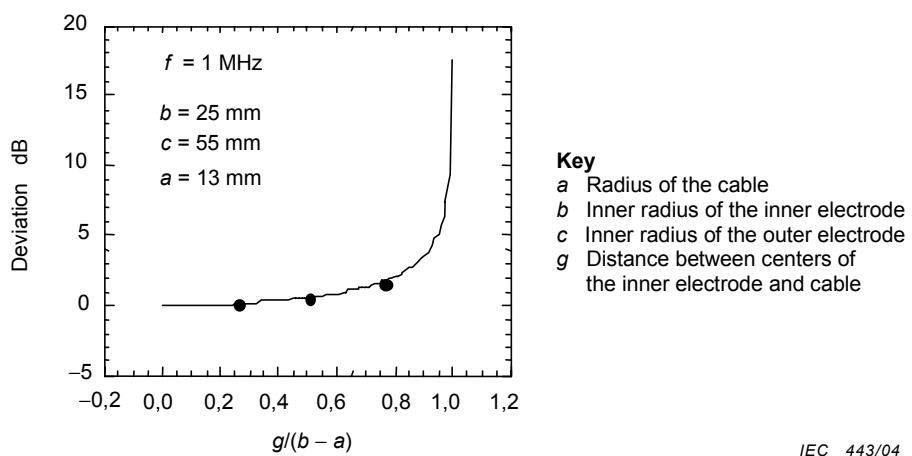
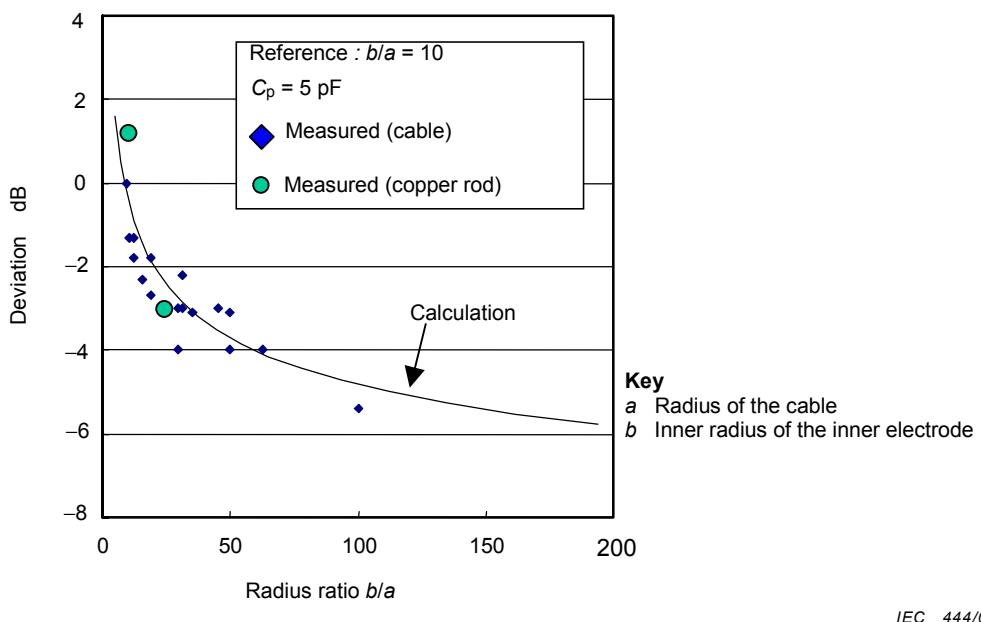


Figure G.6 – Ecart du facteur de conversion lorsque la position du câble varie dans l'électrode



NOTE L'axe vertical indique l'écart du facteur de division en tension (F_a) par rapport à la valeur calculée lorsque b/a est égal à 10.

Figure G.7 – Résultat de l'étude sur la dépendance du rayon du câble

**Figure G.6 – Conversion factor deviation when cable position is changed**

NOTE Vertical axis shows the deviation of the voltage division factor (F_a) from the calculated value when b/a is 10.

Figure G.7 – Investigation result of the cable radius dependence



Standards Survey

The IEC would like to offer you the best quality standards possible. To make sure that we continue to meet your needs, your feedback is essential. Would you please take a minute to answer the questions overleaf and fax them to us at +41 22 919 03 00 or mail them to the address below. Thank you!

Customer Service Centre (CSC)

International Electrotechnical Commission

3, rue de Varembé
1211 Genève 20
Switzerland

or

Fax to: **IEC/CSC** at +41 22 919 03 00

Thank you for your contribution to the standards-making process.

A Prioritaire

Nicht frankieren
Ne pas affranchir



Non affrancare
No stamp required

RÉPONSE PAYÉE

SUISSE

Customer Service Centre (CSC)
International Electrotechnical Commission
3, rue de Varembé
1211 GENEVA 20
Switzerland



<p>Q1 Please report on ONE STANDARD and ONE STANDARD ONLY. Enter the exact number of the standard: (e.g. 60601-1-1)</p> <p>.....</p>	<p>Q6 If you ticked NOT AT ALL in Question 5 the reason is: (<i>tick all that apply</i>)</p> <p>standard is out of date <input type="checkbox"/> standard is incomplete <input type="checkbox"/> standard is too academic <input type="checkbox"/> standard is too superficial <input type="checkbox"/> title is misleading <input type="checkbox"/> I made the wrong choice <input type="checkbox"/> other</p>
<p>Q2 Please tell us in what capacity(ies) you bought the standard (<i>tick all that apply</i>). I am the/a:</p> <p>purchasing agent <input type="checkbox"/> librarian <input type="checkbox"/> researcher <input type="checkbox"/> design engineer <input type="checkbox"/> safety engineer <input type="checkbox"/> testing engineer <input type="checkbox"/> marketing specialist <input type="checkbox"/> other</p>	<p>Q7 Please assess the standard in the following categories, using the numbers: (1) unacceptable, (2) below average, (3) average, (4) above average, (5) exceptional, (6) not applicable</p> <p>timeliness</p> <p>quality of writing.....</p> <p>technical contents.....</p> <p>logic of arrangement of contents</p> <p>tables, charts, graphs, figures.....</p> <p>other</p>
<p>Q3 I work for/in/as a: (<i>tick all that apply</i>)</p> <p>manufacturing <input type="checkbox"/> consultant <input type="checkbox"/> government <input type="checkbox"/> test/certification facility <input type="checkbox"/> public utility <input type="checkbox"/> education <input type="checkbox"/> military <input type="checkbox"/> other</p>	<p>Q8 I read/use the: (<i>tick one</i>)</p> <p>French text only <input type="checkbox"/> English text only <input type="checkbox"/> both English and French texts <input type="checkbox"/></p>
<p>Q4 This standard will be used for: (<i>tick all that apply</i>)</p> <p>general reference <input type="checkbox"/> product research <input type="checkbox"/> product design/development <input type="checkbox"/> specifications <input type="checkbox"/> tenders <input type="checkbox"/> quality assessment <input type="checkbox"/> certification <input type="checkbox"/> technical documentation <input type="checkbox"/> thesis <input type="checkbox"/> manufacturing <input type="checkbox"/> other</p>	<p>Q9 Please share any comment on any aspect of the IEC that you would like us to know:</p> <p>.....</p> <p>.....</p> <p>.....</p> <p>.....</p> <p>.....</p>
<p>Q5 This standard meets my needs: (<i>tick one</i>)</p> <p>not at all <input type="checkbox"/> nearly <input type="checkbox"/> fairly well <input type="checkbox"/> exactly <input type="checkbox"/></p>	<p>.....</p> <p>.....</p> <p>.....</p> <p>.....</p>





Enquête sur les normes

La CEI ambitionne de vous offrir les meilleures normes possibles. Pour nous assurer que nous continuons à répondre à votre attente, nous avons besoin de quelques renseignements de votre part. Nous vous demandons simplement de consacrer un instant pour répondre au questionnaire ci-après et de nous le retourner par fax au +41 22 919 03 00 ou par courrier à l'adresse ci-dessous. Merci !

Centre du Service Clientèle (CSC)
Commission Electrotechnique Internationale
3, rue de Varembé
1211 Genève 20
Suisse

ou

Télécopie: **CEI/CSC +41 22 919 03 00**

Nous vous remercions de la contribution que vous voudrez bien apporter ainsi à la Normalisation Internationale.

A Prioritaire

Nicht frankieren
Ne pas affranchir



Non affrancare
No stamp required

RÉPONSE PAYÉE

SUISSE

Centre du Service Clientèle (CSC)
Commission Electrotechnique Internationale
3, rue de Varembé
1211 GENÈVE 20
Suisse



<p>Q1 Veuillez ne mentionner qu'UNE SEULE NORME et indiquer son numéro exact: (ex. 60601-1-1)</p> <p>.....</p>	<p>Q5 Cette norme répond-elle à vos besoins: <i>(une seule réponse)</i></p> <p>pas du tout <input type="checkbox"/> à peu près <input type="checkbox"/> assez bien <input type="checkbox"/> parfaitement <input type="checkbox"/></p>
<p>Q2 En tant qu'acheteur de cette norme, quelle est votre fonction? <i>(cochez tout ce qui convient)</i> Je suis le/un:</p> <p>agent d'un service d'achat <input type="checkbox"/> bibliothécaire <input type="checkbox"/> chercheur <input type="checkbox"/> ingénieur concepteur <input type="checkbox"/> ingénieur sécurité <input type="checkbox"/> ingénieur d'essais <input type="checkbox"/> spécialiste en marketing <input type="checkbox"/> autre(s)</p>	<p>Q6 Si vous avez répondu PAS DU TOUT à Q5, c'est pour la/les raison(s) suivantes: <i>(cochez tout ce qui convient)</i></p> <p>la norme a besoin d'être révisée <input type="checkbox"/> la norme est incomplète <input type="checkbox"/> la norme est trop théorique <input type="checkbox"/> la norme est trop superficielle <input type="checkbox"/> le titre est équivoque <input type="checkbox"/> je n'ai pas fait le bon choix <input type="checkbox"/> autre(s)</p>
<p>Q3 Je travaille: <i>(cochez tout ce qui convient)</i></p> <p>dans l'industrie <input type="checkbox"/> comme consultant <input type="checkbox"/> pour un gouvernement <input type="checkbox"/> pour un organisme d'essais/ certification <input type="checkbox"/> dans un service public <input type="checkbox"/> dans l'enseignement <input type="checkbox"/> comme militaire <input type="checkbox"/> autre(s)</p>	<p>Q7 Veuillez évaluer chacun des critères ci-dessous en utilisant les chiffres (1) inacceptable, (2) au-dessous de la moyenne, (3) moyen, (4) au-dessus de la moyenne, (5) exceptionnel, (6) sans objet</p> <p>publication en temps opportun qualité de la rédaction contenu technique disposition logique du contenu tableaux, diagrammes, graphiques, figures autre(s)</p>
<p>Q4 Cette norme sera utilisée pour/comme <i>(cochez tout ce qui convient)</i></p> <p>ouvrage de référence <input type="checkbox"/> une recherche de produit <input type="checkbox"/> une étude/développement de produit <input type="checkbox"/> des spécifications <input type="checkbox"/> des soumissions <input type="checkbox"/> une évaluation de la qualité <input type="checkbox"/> une certification <input type="checkbox"/> une documentation technique <input type="checkbox"/> une thèse <input type="checkbox"/> la fabrication <input type="checkbox"/> autre(s)</p>	<p>Q8 Je lis/utilise: <i>(une seule réponse)</i></p> <p>uniquement le texte français <input type="checkbox"/> uniquement le texte anglais <input type="checkbox"/> les textes anglais et français <input type="checkbox"/></p>
<p>Q9 Veuillez nous faire part de vos observations éventuelles sur la CEI:</p> <p>.....</p>	



ISBN 2-8318-7496-3



9 782831 874968

ICS 33.100.10; 33.100.20

Typeset and printed by the IEC Central Office
GENEVA, SWITZERLAND