

**RAPPORT  
TECHNIQUE  
TECHNICAL  
REPORT**

**CEI  
IEC  
816**

Première édition  
First edition  
1984

---

---

**Guide sur les méthodes de mesure des transitoires  
de courte durée sur les lignes de puissance et de  
contrôle basse tension**

**Guide on methods of measurement of short  
duration transients on low voltage power and  
signal lines**



Numéro de référence  
Reference number  
CEI/IEC 816: 1984

## Numéros des publications

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

## Publications consolidées

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

## Validité de la présente publication

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

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

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

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

## Terminologie, symboles graphiques et littéraux

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

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

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

## Numbering

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

## Consolidated publications

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

## Validity of this publication

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

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

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

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

## Terminology, graphical and letter symbols

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

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

\* See web site address on title page.

RAPPORT  
TECHNIQUE  
TECHNICAL  
REPORT

CEI  
IEC  
816

Première édition  
First edition  
1984

---

---

**Guide sur les méthodes de mesure des transitoires  
de courte durée sur les lignes de puissance et de  
contrôle basse tension**

**Guide on methods of measurement of short  
duration transients on low voltage power and  
signal lines**

© CEI 1984 Droits de reproduction réservés — Copyright - all rights reserved

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

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

Bureau central de la Commission Electrotechnique Internationale 3, rue de Varembe Genève Suisse

---

---



Commission Electrotechnique Internationale  
International Electrotechnical Commission  
Международная Электротехническая Комиссия

CODE PRIX  
PRICE CODE

X

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

## SOMMAIRE

	Pages
PRÉAMBULE .....	4
PRÉFACE .....	4
INTRODUCTION .....	6
Articles	
1. Domaine d'application .....	6
2. Caractéristiques des transitoires .....	8
2.1 Transitoires produits par l'environnement .....	8
2.2 Transitoires produits par des appareils électriques .....	8
2.3 Paramètres à mesurer .....	8
3. Caractéristiques des mécanismes de couplage entre les sources de transitoires et les systèmes potentiellement susceptibles .....	14
3.1 Modes de propagation .....	16
4. Susceptibilité/Immunité .....	18
4.1 Détériorations .....	18
4.2 Mauvais fonctionnement .....	20
5. Instrumentation .....	22
5.1 Obtention des données statistiques sur les paramètres des transitoires .....	22
5.2 Compteur de transitoires .....	24
5.3 Voltmètre de crête .....	24
5.4 Autres paramètres .....	26
5.5 Enregistrement et analyse de la forme d'onde .....	26
5.6 Mesure de l'énergie des transitoires .....	36
5.7 Mesures dans le domaine fréquentiel .....	38
5.8 Dispositifs de coût modique .....	44
6. Techniques de mesure .....	44
6.1 Mesure des transitoires conduits .....	46
6.2 Mesure des transitoires rayonnés .....	60
FIGURES .....	62
ANNEXE A — Méthode permettant de mesurer les émissions conduites de transitoires .....	76
ANNEXE B — Impédance d'entrée de l'équipement .....	82
ANNEXE C — Exemple de sonde de mesure .....	88
Bibliographie et références .....	90

## CONTENTS

	Page
FOREWORD .....	5
PREFACE .....	5
INTRODUCTION .....	7
Clause	
1. Scope .....	7
2. Characteristics of transients .....	9
2.1 Environment-produced transients .....	9
2.2 Appliance-produced transients .....	9
2.3 Parameters to be measured .....	9
3. Characteristics of mechanisms of coupling between transient sources and potentially susceptible devices .....	15
3.1 Propagation modes .....	17
4. Susceptibility/Immunity .....	19
4.1 Damage effects .....	19
4.2 Malfunction effects .....	21
5. Instrumentation .....	23
5.1 Obtaining statistical data on parameters of transients .....	23
5.2 Transient counter .....	25
5.3 Peak voltmeter .....	25
5.4 Other parameters .....	27
5.5 Waveform recording and analysis .....	27
5.6 Transient energy measurements .....	37
5.7 Frequency domain measurement .....	39
5.8 Special inexpensive devices .....	45
6. Measurement techniques .....	45
6.1 Measurement of conducted transients .....	47
6.2 Measurement of radiated transients .....	61
FIGURES .....	62
APPENDIX A — Method for measuring transient conducted emissions .....	77
APPENDIX B — Equipment input impedance .....	83
APPENDIX C — Example of a monitoring probe .....	89
Bibliography and references .....	90

COMMISSION ÉLECTROTECHNIQUE INTERNATIONALE

---

**GUIDE SUR LES MÉTHODES DE MESURE DES TRANSITOIRES  
DE COURTE DURÉE SUR LES LIGNES DE PUISSANCE  
ET DE CONTRÔLE BASSE TENSION**

---

PRÉAMBULE

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

PRÉFACE

Le présent rapport a été établi par le Comité d'Etudes n° 77 de la CEI: Compatibilité électromagnétique entre les matériels électriques y compris les réseaux.

Le texte de ce rapport est issu des documents suivants:

Règle des Six Mois	Rapport de vote
77(BC)20	77(BC)21

Pour de plus amples renseignements, consulter le rapport de vote mentionné dans le tableau ci-dessus.

---

## INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION

---

**GUIDE ON METHODS OF MEASUREMENT  
OF SHORT DURATION TRANSIENTS  
ON LOW VOLTAGE POWER AND SIGNAL LINES**

---

## FOREWORD

- 1) The formal decisions or agreements of the IEC on technical matters, prepared by Technical Committees on which all the National Committees having a special interest therein are represented, express, as nearly as possible, an international consensus of opinion on the subjects dealt with.
- 2) They have the form of recommendations for international use and they are accepted by the National Committees in that sense.
- 3) In order to promote international unification, the IEC expresses the wish that all National Committees should adopt the text of the IEC recommendation for their national rules in so far as national conditions will permit. Any divergence between the IEC recommendation and the corresponding national rules should, as far as possible, be clearly indicated in the latter.

## PREFACE

This report has been prepared by IEC Technical Committee No. 77: Electromagnetic Compatibility between Electrical Equipment including Networks.

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

Six Months' Rule	Report on Voting
77(CO)20	77(CO)21

Further information can be found in the Report on Voting indicated in the table above.

---

# GUIDE SUR LES MÉTHODES DE MESURE DES TRANSITOIRES DE COURTE DURÉE SUR LES LIGNES DE PUISSANCE ET DE CONTRÔLE BASSE TENSION

## INTRODUCTION

Les transitoires apparaissant sur les lignes de puissance et de contrôle peuvent produire divers effets, allant de dégradations mineures du fonctionnement des matériels à une rupture catastrophique de l'isolant. Ils ont une grande variété de formes d'ondes qui dépendent du mécanisme de leur formation. En outre, ceux qui sont dus à l'ouverture et à la fermeture d'un circuit alternatif auront une forme qui dépend du moment exact dans le cycle où la commutation a lieu, mais ils peuvent avoir, de plus, des caractéristiques de formes d'ondes microscopiques (détaillées) et macroscopiques (globales) très compliquées.

Du fait qu'ils se produisent de façon aléatoire, il est très difficile de bien mesurer les transitoires. La découverte de nouvelles techniques pour la conception et la fabrication de systèmes a accru la volonté d'identifier avec plus de précision les effets des transitoires.

En particulier, un dispositif semi-conducteur peut être sensible à une surtension d'une durée très courte (nanosecondes). Du fait des variations des formes d'ondes, il faut mesurer un grand nombre de paramètres pour avoir une mesure précise d'un transitoire donné. Même si l'on mesure la forme d'onde exacte d'un transitoire, pour le maîtriser, il faut décrire ce transitoire à l'aide d'un nombre déterminé de paramètres.

Le choix de ces paramètres et leur plage de valeurs est encore matière à spéculations. La méthode de mesure appropriée est encore considérée par certains comme une question ouverte. Les équipements de test modernes permettent des mesures encore inexistantes dans un passé récent, mais ils doivent être utilisés avec une attention particulière.

Il est, par conséquent, nécessaire de disposer de méthodes bien définies et reconnues pour mesurer les transitoires, afin que:

- a) les mesures effectuées par différents laboratoires puissent être comparées;
- b) des limites cohérentes soient fixées aux transitoires produits par des types particuliers de matériels, ainsi qu'à la susceptibilité de certains matériels aux transitoires.

Ce guide a donc été préparé pour aider à satisfaire ces exigences. Il est à noter que ce guide ne traite que des phénomènes transitoires qui ne se rapportent pas à la fréquence du réseau et durent 40 ms au maximum. Il ne traite pas non plus de variations ni de fluctuations de tension prolongées.

### 1. Domaine d'application

Le présent rapport est destiné à servir de guide en ce qui concerne les méthodes de mesure des transitoires de courte durée sur les lignes de puissance et de contrôle basse tension.

## GUIDE ON METHODS OF MEASUREMENT OF SHORT DURATION TRANSIENTS ON LOW VOLTAGE POWER AND SIGNAL LINES

### INTRODUCTION

Transients appearing on power and signal lines are capable of producing a variety of effects ranging from minor equipment performance degradation to catastrophic insulation breakdown. They have a wide variety of waveforms, which depend upon the mechanism of generation. Furthermore, those that originate from switching a.c. power on and off will have a form that depends upon the exact moment in the power cycle at which switching takes place, but in addition can have very complicated micro (detailed) and macro (overall) waveform characteristics.

Because of this variety and the frequently random time of occurrence, there is considerable difficulty in making a suitable measurement of a transient. The advent of new technologies in device design and manufacture has increased concern for identifying more precisely the effects of transients.

In particular, a solid-state device can be susceptible even to an overvoltage of very short (nanosecond) time duration. Furthermore, because of variations in the waveforms, to have a precise measurement of any given transient would require the measurement of a large number of parameters. Even if one measures the exact waveform of a transient, for control purposes, one must then describe the transient with a finite number of parameter values.

The choice of these parameters and their expected range of values is still a matter of some speculation, and the proper method of measurement is still considered by some to be an open question. Modern types of test equipment provide measurement capabilities not available previously, but they must be used with particular care.

Accordingly, there is a need for well-defined and accepted methods of measuring transients for two major reasons, namely so that:

- a) measurements made by different laboratories may be compared;
- b) meaningful limits may be placed on transients generated by particular types of equipment and on the susceptibility of particular equipment to transients.

This guide has been prepared to assist in meeting these requirements. Note that in this guide the concern is with transient phenomena which are not line-frequency related and are of duration no greater than 40 ms. It is also not concerned with sustained voltage changes or fluctuations.

#### 1. Scope

This report is intended to give guidance on methods of measurement of short duration transients on low voltage power and signal lines.

## 2. Caractéristiques des transitoires

Les transitoires peuvent être classés de la façon suivante, en fonction de leur origine:

- a) transitoires produits par l'environnement, c'est-à-dire par la foudre;
- b) transitoires produits par l'ouverture et la fermeture d'un circuit ou par des défauts;
- c) transitoires produits au sein des circuits de matériels particuliers.

### 2.1 *Transitoires produits par l'environnement*

Ces transitoires sont dus à la foudre et sont particulièrement graves sur les sections de câbles aériens et non blindés. Au point le plus proche de l'endroit où le transitoire est produit, le temps de montée peut être bref et l'amplitude élevée. Les temps de montée et de descente peuvent être considérablement rallongés et l'amplitude réduite, au fur et à mesure que le transitoire se propage le long du réseau. Généralement, ces transitoires ont des temps de montée de l'ordre de la microseconde et des temps de descente compris entre 50  $\mu$ s et 50 ms, et ils peuvent être oscillatoires. Les effets produits sur les conducteurs internes sont amoindris si les câbles sont blindés ou enterrés dans des zones où la résistivité de la terre est faible.

### 2.2 *Transitoires produits par des appareils électriques*

Les transitoires produits par des appareils sont principalement dus aux trois causes suivantes:

- a) la commande d'un interrupteur mécanique ou à semi-conducteur;
- b) les courants d'appel associés aux caractéristiques de saturation d'un transformateur à noyau de fer ou les courants de démarrage dans les moteurs;
- c) des défauts dans l'équipement.

Les transitoires produits par une commutation ou un défaut peuvent aller d'une simple surintensité ou d'un creux de tension à une forme d'onde très complexe causée par l'amorçage répété d'un arc, quand les contacts d'un interrupteur mécanique sont séparés. Les transitoires les plus graves apparaissent en général à la suite de l'ouverture d'un circuit inductif, par exemple la fusion d'un fusible. Dans de nombreux cas, des techniques spéciales, comme placer des condensateurs en parallèle sur les contacts, réduisent l'ampleur des transitoires et, dans d'autres cas, il est possible d'éliminer les transitoires en utilisant des systèmes semi-conducteurs. Les transitoires peuvent avoir des temps de montée de l'ordre de quelques nanosecondes à proximité immédiate de l'interrupteur, c'est-à-dire à moins d'un mètre; à des distances de plusieurs mètres, le temps de montée sera considérablement accru du fait de l'atténuation par la ligne des composantes de fréquence élevées. Les courants d'appel d'un transformateur produisent des transitoires qui peuvent faire plusieurs fois la tension de crête de la ligne, mais qui ont des temps de montée égaux à des dizaines de microsecondes.

### 2.3 *Paramètres à mesurer*

En raison de la complexité et de la non-reproductibilité des transitoires, il est difficile de déterminer les paramètres à mesurer. Aussi peut-on examiner les caractéristiques de susceptibilité des matériels considérés et les diviser en plusieurs catégories, pour déterminer les paramètres à mesurer (voir article 4):

- a) les appareils qui sont sensibles à une plage de fréquences limitée, comme les récepteurs radiofréquences ou les récepteurs à fréquences porteuses;

## 2. Characteristics of transients

Transients may be classified according to their origin as follows:

- a) those produced by the environment, that is to say, by lightning;
- b) those produced by electrical switching or faults;
- c) those produced internally within the circuits of particular equipment.

### 2.1 *Environment-produced transients*

These transients arise from lightning and are most severe on overhead and unscreened cable sections. At the point closest to the point at which the transient is generated, the rise time can be short and the amplitude high. The rise time and fall time can be considerably lengthened and the amplitude reduced as the transient propagates along the network. Typically, such transients have rise times of the order of microseconds and fall times from 50  $\mu$ s to 50 ms and may be oscillatory. The effects on inner conductors are reduced in the case of screened cables and cables buried in areas of low ground resistivity.

### 2.2 *Appliance-produced transients*

Transients produced by appliances arise from three basic causes:

- a) the operation of a mechanical or semiconductor switch;
- b) turn-on currents associated with the saturation properties of an iron-core transformer or starting currents in motors;
- c) faults within equipment.

The transient produced by a switch or fault can range from a simple surge or dip (sag) to a very complex waveform caused by repeated "restriking" of an arc as the contacts of a mechanical switch separate. The most serious transients usually arise as a result of breaking an inductive circuit, for example, the blowing of a fuse. In many cases, special techniques, such as placing capacitors across the contacts, will reduce the magnitude of the transients generated, and in other cases suppression can be obtained by the use of semiconductor devices. The transients can have rise times of the order of a few nanoseconds in the immediate vicinity of the switch, that is to say, within a fraction of a metre; however, at distances of several metres from the switch, the rise time will be considerably increased due to attenuation of the line of the higher frequency components. Switching of transformers produces transients which may be of the order of several times the peak line voltage but will have rise times of the order of tens of microseconds.

### 2.3 *Parameters to be measured*

Because of the complex and variable nature of transients, it is difficult to specify which parameters should be measured. Under such circumstances, it is useful to examine the susceptibility characteristics of the equipment under consideration and to divide these into several categories in order to determine the parameters to be measured (see Clause 4):

- a) those which are susceptible to a restricted band of frequencies, such as radio or carrier frequency receivers;

- b) les matériels qui sont sensibles à une large bande de fréquences dans le domaine des basses fréquences radio (par exemple un redresseur secteur). Pour ces systèmes, la tension de crête est en général le paramètre critique; mais l'énergie doit également être considérée comme étant un paramètre important;
- c) les matériels qui sont sensibles à une large bande de fréquences, dans le domaine des hautes fréquences radio. La grandeur critique est, dans ce cas, la vitesse de montée de l'impulsion. Les équipements numériques sont souvent sensibles à ce paramètre, et la destruction de composants peut se produire.

Il peut être souhaitable de faire quelques mesures communes, mais alors il est possible que l'on ne puisse effectuer toutes ces mesures avec un seul instrument. Par commodité, ces paramètres peuvent être classés selon qu'ils fournissent des informations dans les domaines fréquentiel ou temporel.

La figure 1, page 62, illustre la complexité d'un transitoire caractéristique et indique quelques-uns des paramètres du domaine temporel qui peuvent servir à le décrire. En outre, la surface réelle de l'impulsion (tension  $\times$  temps) et sa quantité d'énergie ont leur importance.

L'amplitude du spectre est le paramètre du domaine fréquentiel le plus souvent utilisé pour décrire un transitoire. La caractéristique fréquence-phase est également importante, mais elle n'est habituellement pas mesurée, en raison de la difficulté de la mesure et de l'utilisation des données. Si la perturbation est de nature discontinue, il est possible d'appliquer des techniques de pondération temporelle, comme celle qui est utilisée avec l'instrument C.I.S.P.R. Dans tous les cas, la composante non pondérée est intéressante.

### 2.3.1 *Relation entre les paramètres du domaine fréquentiel et les paramètres du domaine temporel*

La figure 2 a), page 63, montre une forme d'onde d'une perturbation transitoire produite au cours d'une mise hors circuit d'un conducteur auxiliaire de 220 V.

La figure 2 b), page 63, représente l'amplitude du spectre de cette forme d'onde. La relation entre le tracé de l'amplitude du spectre et la forme d'onde temporelle est plus évidente si l'on utilise une impulsion trapézoïdale.

L'amplitude du spectre d'une impulsion trapézoïdale symétrique ayant une durée moyenne d'impulsion  $T$  est, pour la gamme de fréquences inférieure à  $f = 1/\pi T$ , indépendante de la fréquence (cette partie de la courbe de l'amplitude du spectre est parallèle à l'abscisse) et a une valeur égale à la surface amplitude-durée de l'impulsion. Pour une fréquence supérieure à  $f = 1/\pi T$ , l'enveloppe du spectre varie en fonction de  $1/f$ . L'impulsion trapézoïdale ayant des temps de montée et de descente égaux à  $t$ , l'enveloppe de l'amplitude du spectre au-dessus de la fréquence  $1/\pi t$  varie en fonction de  $1/f^2$ .

Noter que sur la figure 2 b), l'abscisse est en mégahertz sur une échelle logarithmique et l'ordonnée en décibels par rapport à 1  $\mu$ Vs. (1  $\mu$ Vs correspond à  $10^6$   $\mu$ V pour 1 MHz.) La représentation de l'amplitude du spectre peut être calculée à l'aide des techniques des intégrales de Fourier. Quand les impulsions sont répétées à des intervalles réguliers, on observe un spectre discontinu à la place d'un spectre continu. Il est possible, dans ce cas, d'utiliser une représentation correspondant à la figure 2 b); cependant, cette courbe correspond à la courbe enveloppe de l'amplitude des composantes discrètes qui sont espacées sur l'échelle des fréquences d'une distance correspondant à la fréquence de répétition.

- b) those which are susceptible to a broad band of low radio frequencies (for example, a mains rectifier). For such devices the peak voltage is usually the critical parameter; but energy may also be an important parameter;
- c) those which are susceptible to a broad band of frequencies in the higher frequency bands. The critical quantity is the rate of rise of the pulse. Digital equipment is often susceptible to this parameter, and destruction of devices may also occur.

Some general measurement capabilities can be desirable but one may not be able to measure all parameters with a single instrument. For convenience, these parameters may be classified according to whether they give information in the time or frequency domains.

Figure 1, page 62, illustrates the possible complex nature of a typical transient and some of the time domain parameters that may be used to describe it. In addition, effective pulse strength (voltage  $\times$  time) and energy content may be significant.

The most common frequency domain parameter used to describe a transient is the spectrum amplitude. The frequency vs. phase characteristic may also be important but is not usually measured because of difficulties in both measurement and use of the data. Where the interference is discontinuous in nature, time weighting techniques such as those used in the C.I.S.P.R. instrument may also be applied. The unweighted component is of interest in any case.

### 2.3.1 *Relation between time domain and frequency domain parameters*

Figure 2 a), page 63, shows a representative waveform of one type of transient disturbance produced during a switching-off operation of a 220 V auxiliary conductor.

Figure 2 b), page 63, shows a spectrum amplitude representation of such a waveform. The relationship between the spectrum amplitude plot and the time domain waveform is best explained by comparing the relevant characteristics for a trapezoidal pulse.

The spectrum amplitude of a symmetrical trapezoidal pulse with the mean pulse time  $T$  is, in the frequency range below  $f = 1/\pi T$ , independent of frequency (this portion of the spectrum amplitude curve is parallel to the abscissa) and has a magnitude equal to the amplitude-time area of the pulse. Above the frequency  $f = 1/\pi T$  the envelope of the spectrum varies as  $1/f$ . If the trapezoidal pulse has rise and fall times  $t$ , the envelope of the spectrum amplitude above the frequency  $1/\pi t$  varies as  $1/f^2$ .

Note that on Figure 2 b) the abscissa is marked in megahertz on a logarithmic scale and the ordinate is given in decibels with respect to 1  $\mu$ Vs. (1  $\mu$ Vs corresponds to  $10^6$   $\mu$ V in 1 MHz.) The spectrum amplitude representation can be calculated using standard Fourier integral techniques. When the pulses are repeated at regular intervals, a discrete spectrum rather than a continuous spectrum is obtained. In that case, a representation corresponding to Figure 2 b) can be used, but the curve shown corresponds to the amplitude of the discrete components (envelope curve) which are spaced on the frequency scale at a distance corresponding to the repetition rate.

Il est, par conséquent, possible d'interpréter la figure 2 b), page 63, de la façon suivante:

- a) la portion plate — basse fréquence de la courbe — constitue un niveau déterminé par la surface se trouvant sous la courbe tension-durée de la figure 2 a), page 63;
- b) la portion des hautes fréquences supérieures à environ 20 MHz descend à une vitesse inversement proportionnelle au carré de la fréquence, et les points auxquels la descente commence sont déterminés par la vitesse de montée de la première partie de la forme d'onde (c'est-à-dire l'amplitude  $U_1$ );
- c) le pic sur la courbe de l'amplitude du spectre apparaît à une fréquence égale à la fréquence d'oscillation du transitoire. Donc, si l'on a un spectre correspondant à celui de la figure 2 b), il est possible de l'interpréter grâce aux importantes caractéristiques de la forme d'onde produisant le transitoire.

Par ailleurs, comme cela est indiqué par le point  $p$  de la figure 2 b), qui est le point d'intersection de la courbe avec la partie basse fréquence (horizontale) de la courbe, en traçant une droite ayant une pente proportionnelle à  $1/f$  (tracée en pointillés sur la figure 2 b)) et une autre droite ayant une pente proportionnelle à  $1/f^2$  (la courbe du spectre en trait plein), on obtient à partir de l'échelle figurant à droite de la figure 2 b) la tension réelle maximale dB(V) et la vitesse de montée dB(kV/ $\mu$ s) [10]\*.

La pratique de la mesure impose des limites au temps de visualisation pour les mesures dans le domaine temporel ou à la bande passante pour les mesures dans le domaine fréquentiel. Par conséquent, si des transitoires de caractéristiques inconnues (amplitude, temps de montée, durée, fréquence de répétition) doivent être mesurés, la mesure devra être faite à la fois dans le domaine temporel et dans le domaine fréquentiel. Ainsi, un maximum d'informations sur les transitoires sera obtenu.

### 2.3.2 Importance des différents paramètres des transitoires

#### a) Temps de montée

Le temps de montée caractérise la relation amplitude-fréquence du transitoire (voir le développement des séries de Fourier). Plus le temps de montée est court, plus forte est l'action perturbatrice sur le spectre fréquentiel. On pense généralement que les risques de dégradation du fonctionnement d'un dispositif sensible dépendent, entre autres paramètres, de sa largeur de bande. Il a été constaté, avec la relation amplitude/temps de montée, qu'en pratique 5% des perturbations ont des composantes significatives au-delà de 10 MHz et seulement 1% au-delà de 30 MHz. (Cependant, même des composantes à très bas niveau VHF peuvent brouiller les réceptions radio.)

#### b) Amplitude

L'amplitude revêt une importance particulière pour les longs transitoires (par exemple  $> 1 \mu$ s). Cela peut être la grandeur la plus significative pour la dégradation du fonctionnement et la destruction des matériels à semi-conducteurs.

#### c) Energie

L'énergie d'un transitoire, bien que reliée à son amplitude, est aussi dépendante de l'impédance interne de la source de la perturbation et est un paramètre important vis-à-vis de la destruction de composants.

\* Les chiffres entre crochets se rapportent à la «Bibliographie et références», pages 90.

Accordingly, the following interpretation can be placed on Figure 2 b), page 63:

- a) the low-frequency or flat portion of the curve is a level determined by the effective area under the voltage-time curve shown in Figure 2 a), page 63;
- b) the high-frequency portion, above about 20 MHz, falls off at a rate inversely proportional to the square of the frequency, and the points at which this rate of fall-off begins are determined by the rate of rise of the initial part of the waveform (that is to say to the amplitude  $U_i$ );
- c) the peak in the spectrum amplitude curve appears at a frequency equal to the frequency of oscillation of the transient. Thus, if one is given a spectrum corresponding to that in Figure 2 b), one can interpret it in terms of the important characteristics of the originating transient waveform.

Furthermore, as shown in Figure 2 b), at point  $p$  which is the point of intersection of the actual curve with the low frequency (horizontal) portion of the curve, by extending from this point a line with slope proportional to  $1/f$  (shown dotted on Figure 2 b)) and one with a slope proportional to  $1/f^2$  (the actual spectrum curve shown in the solid line), one can obtain, from the scales shown on the right-hand portion of Figure 2 b) the actual maximum voltage dB(V) and the rate of rise dB(kV/ $\mu$ s) [10]\*.

Measuring practice sets limits on the viewing time in time domain measurements and on bandwidth in frequency domain measurements. Therefore, if transients of unknown characteristics (amplitude, rise time, duration, repetition frequency) are to be measured, the measurements should be performed both in the time domain and the frequency domain. In this way, maximum information about the transients can be obtained.

### 2.3.2 Importance of various transient parameters

#### a) Rise time

The rise time characterizes the transient in its amplitude-frequency relation (see Fourier series development). The shorter the rise time, the more extensive is the disturbing action in the frequency spectrum. Normally one would expect the risks of performance degradation of a susceptible device to be dependent on its acceptance bandwidth, among other factors. It has been reported that, in practice, the rise time/amplitude relation shows that 5% of the disturbances have significant components above 10 MHz and only 1% above 30 MHz. (However, even very low level components at VHF may interfere with radio reception.)

#### b) Amplitude

The amplitude is especially significant for long transients (for example,  $>1 \mu$ s). It can be the most significant quantity relating to performance degradation or semiconductor device destruction.

#### c) Energy

The energy of the transient, although related to the amplitude, is also dependent on the internal impedance of the disturbance source and is an important parameter with regard to component destruction.

\* The figures in square brackets refer to "Bibliography and references", page 90.

*d) Durée*

L'importance de ce paramètre est fonction de la constante de temps de l'équipement sensible en question. Pour les systèmes logiques, les chances de déclenchement des circuits commandés par une horloge de synchronisation peuvent être augmentées.

*e) Bande de fréquences*

Comme cela était mentionné à l'alinéa *a)*, le spectre de la perturbation peut ne pas être significatif au-dessus de 10 MHz à 30 MHz (au maximum).

*f) Fréquence de répétition*

Il est en général important de connaître la fréquence de répétition pour évaluer l'effet perturbateur des transitoires. Pour les systèmes analogiques, l'importance de ce paramètre est liée à la constante de temps de l'équipement sensible et il peut y avoir un phénomène d'intégration. Pour les systèmes logiques, les risques de panne peuvent être supérieurs si le transitoire et le signal de commande sont en phase.

### 3. **Caractéristiques des mécanismes de couplage entre les sources de transitoires et les systèmes potentiellement susceptibles**

On suppose que les transitoires considérés ici sont couplés aux systèmes susceptibles essentiellement par conduction. Ils sont généralement provoqués par une action de commutation sur la ligne à laquelle le dispositif est branché. L'action de commutation peut s'être produite à n'importe quel point localement (sur le réseau de distribution basse tension) ou en un point plus éloigné sur une ligne de transport haute tension. Les transitoires peuvent être également déclenchés par des phénomènes atmosphériques, comme la foudre, touchant directement une ligne haute tension ou par action sur la terre et induction sur des réseaux de distribution haute tension ou basse tension. Lorsque le dispositif sensible est situé à une distance proche de la perturbation initiale, le transitoire est principalement couplé par induction.

En cas de couplage par induction, les effets du couplage sont décrits par trois paramètres fondamentaux:

- a)* le coefficient d'atténuation de la ligne qui est fonction de la fréquence;
- b)* la nature de la charge sur la ligne;
- c)* la géométrie par rapport au plan de référence.

Etant donné que les lignes de puissance sont très rarement chargées par leur impédance caractéristique, il faut s'attendre à ce que des réflexions multiples se produisent sur la ligne à chaque discontinuité et, par exemple, quand une charge est connectée. Les caractéristiques de réflexion ont une influence considérable sur la forme des transitoires, et surtout sur ceux qui sont produits par des opérations de commutation. La conséquence est une oscillation transitoire, à une fréquence comprise entre des dizaines de kilohertz et des dizaines de mégahertz, ce qui donne un pic dans le spectre des transitoires déclenchés à cette fréquence particulière.

Des oscillations similaires sont également observables du fait de transitoires conduits, produits par des appareils électriques; mais la séparation entre les discontinuités est moindre et la fréquence d'oscillation peut donc être plus élevée. Il faut noter que l'atténuation de la ligne augmente avec la fréquence, de sorte que les oscillations transitoires ne sont généralement observées que sur les transitoires se manifestant à une distance relativement proche de la source.

*d) Duration*

The importance of the parameter depends on the time constant of the susceptible equipment in question. For logic systems, the chances of release of the circuits controlled by the synchronization clock may be increased.

*e) Range of frequencies*

As mentioned in paragraph *a)*, the spectrum of the disturbance may not be significant above 10 MHz to 30 MHz (maximum).

*f) Repetition frequency*

In general, a knowledge of the repetition frequency is important for estimating the disturbing effect of transients. For analogue systems, its importance depends on the time constant of the susceptible equipment and can involve an integration phenomenon. For logic systems, the risks of failure may be most severe if the transient and control signal are in phase.

### 3. Characteristics of mechanisms of coupling between transient sources and potentially susceptible devices

The transients of concern here are assumed to be coupled to the susceptible device primarily by conduction. They are usually initiated by some switching action on the connected power line. The switching action could be at any point either locally (on the immediate low-voltage distribution circuit) or at a more remote point on a high-voltage transmission line. Transients may also originate from atmospheric effects, for example, lightning, either as a direct strike on a high-voltage line or from a ground stroke by induction into a high-voltage or low-voltage distribution circuit. When the susceptible device is located close to the original disturbance, the coupling is primarily by induction.

In such a path, the effect of the coupling is described in terms of three basic parameters:

- a)* the attenuation characteristic as a function of frequency of the line;
- b)* the nature of the loading on the line;
- c)* the geometry in relation to the ground plane.

Since power lines are very rarely loaded in their characteristic impedance, one can expect multiple reflections to occur on the line at each discontinuity, for example, wherever a load is connected. Reflection characteristics are of considerable importance in shaping transients, especially those produced by switching operations. The consequence is ringing, at a frequency usually in the range of tens of kilohertz to tens of megahertz, which causes the spectrum amplitude of the transient to have a peak at that particular frequency.

Similar ringing is also possible as a result of conducted transients produced by appliances; however, the separation between discontinuities is smaller and therefore the ringing frequency can be much higher. However, it should be noted that the attenuation of the line increases with frequency, so that the ringing would usually be observed only for transients which are measured at positions relatively close to the source.

La possibilité de couplage du fait de l'induction (couplage à la fois inductif et capacitif) entre une ligne de puissance et une ligne de communication est également à envisager. Cela est particulièrement important dans les installations industrielles où les câbles de puissance peuvent être posés à côté des câbles de contrôle et de commande, sur des distances relativement longues. En général, ces mécanismes de couplage peuvent être réduits en utilisant des paires torsadées, ou des câbles coaxiaux, et en plaçant les câbles dans des tubes métalliques vissés.

L'impédance finie du plan de sol est une autre source de couplage. Ainsi de nombreux transitoires sont propagés en mode commun sur des lignes de transmission et le courant réfléchi circule dans le plan de sol. Si la voie de retour par le sol n'a pas une très faible impédance ou si les points de raccordement à la voie de retour par le sol sont proches de ceux d'un circuit sensible, des différences de potentiel importantes peuvent être créées. Il est possible d'utiliser des circuits symétriques équilibrés pour minimiser les effets du couplage en mode commun; cependant, un léger déséquilibre dans les circuits sensibles peut avoir de graves conséquences.

En cas de couplage direct par les câbles secteur, entre un matériel branché et un autre, on peut souvent utiliser des filtres passe-bas pour supprimer les effets indésirables.

### 3.1 Modes de propagation

Les quatre modes de propagation principaux sur les lignes de puissance sont indiqués sur la figure 3, page 64. Des modes de propagation analogues existent sur les lignes de commande. Comme le montre la figure 3, il y a en fait deux modes de propagation par conduction: le mode commun (MC) ou asymétrique et le mode différentiel/équilibré (MD) ou symétrique. Presque tous les appareils commerciaux ont un conducteur de protection. Dans certaines installations d'immeubles, on utilise un système à deux conducteurs sans conducteur de protection. La plupart des installations basse tension ont un conducteur de protection qui est relié à la terre à l'origine de l'installation.

Il est parfois nécessaire de faire des mesures entre chaque phase et la terre. Les relations entre les tensions de circuit ouvert en mode commun  $U_{MC}$ , et mode différentiel  $U_{MD}$  pour les phases  $A$  et  $B$  sont indiquées sur la figure 4, page 65.

Si les tensions des phases sont respectivement  $\underline{A}$  et  $\underline{B}$ , alors

$$U_{MC} = \frac{\underline{A} + \underline{B}}{2}$$

$$U_{MD} = \underline{A} - \underline{B}$$

Les impédances mesurées entre la phase et la terre sont indiquées sur la figure 5, page 66 [1]. L'impédance joue un rôle décisif dans la maîtrise des affaiblissements d'insertion entre la source du transitoire et l'emplacement de la mesure. Voir à ce sujet les divers trajets montrés sur la figure 6 *a*), page 67 [2]. Il a été mis en évidence que les pertes moyennes d'insertion en mode différentiel, représentées sur la figure 6 *b*), page 68, étaient déterminées par la discordance des diverses impédances. La méthode d'injection du signal faisait appel à une technique de sonde de courant, représentée sur la figure 6 *c*), page 69. Il convient de noter que les affaiblissements en mode différentiel sont indépendants de la fréquence jusqu'à 30 MHz.

L'impédance en mode différentiel a une valeur bien définie, de 50  $\Omega$ , par exemple, pour une ligne coaxiale, ou plus pour une ligne équilibrée. En mode commun, jusqu'à peut-être plusieurs dizaines de kilohertz, l'impédance s'approche de la valeur de réactance d'une ligne de longueur équivalente mise à la terre par une impédance faible ou nulle.

The possibility of coupling as the result of induction (both inductive and capacitive coupling) between a power line and a communication line must also be considered. This is especially important in industrial plants where power cables and control or signal cables run side by side over relatively large distances. Generally, such coupling mechanisms can be reduced by using twisted pair or coaxial cables and by placing the cables in screwed metal conduits.

Another source of coupling is a finite ground plane impedance. Many transients, for example, are propagated in common mode on transmission lines and the return current flows through the ground plane. If the ground return path is not of very low impedance or the points of connection to the ground return path are close to similar return points for a sensitive circuit, significant differences in potential can be produced. Balanced symmetrical circuits can be used to minimize the effects of common-mode coupling, but any small imbalance in the sensitive circuit may be critical.

In the case of direct coupling along the power cable from one equipment to another, low-pass filters can often be used to suppress unwanted effects.

### 3.1 Propagation modes

The four general modes of propagation for power lines are shown in Figure 3, page 64. Similar modes of propagation exist on signal lines. As shown in Figure 3, there are two main modes of conducted propagation: asymmetrical or common-mode (CM) and symmetrical or differential/balanced mode (DM). Nearly all commercial products have a protective conductor. In some domestic installations, a two-wire power system with no protective conductor is used. Most low-voltage installations have the protective conductor connected to earth at the service entrance.

For some purposes, measurements are made from each phase to earth. The relations between phase  $A$ ,  $B$ , common mode,  $U_{CM}$ , and differential mode,  $U_{DM}$ , open-circuit voltages are shown in Figure 4, page 65.

If the phase voltages are, respectively,  $\underline{A}$  and  $\underline{B}$ , then

$$U_{CM} = \frac{\underline{A} + \underline{B}}{2}$$

$$U_{DM} = \underline{A} - \underline{B}$$

Measured impedances between phase and earth are shown in Figure 5, page 66 [1]. This impedance plays a critical role in controlling the insertion loss between the transient source and the point of measurement. Consider the various paths as illustrated in Figure 6a), page 67, [2]. It has been found that the mean differential mode insertion loss shown in Figure 6b), page 68, was controlled by the mismatch of the various impedances. The method of signal injection used a current probe technique shown in Figure 6c), page 69. Note that the differential mode loss is more or less independent of frequency up to 30 MHz.

The differential mode impedance has a well-defined value, for example,  $50 \Omega$  for a coaxial line and higher for a balanced line. In common mode, up to perhaps several tens of kilohertz, the impedance can be expected to have a value approximately equal to the reactance of a line of equivalent length and grounded by a low or zero impedance.

#### 4. Susceptibilité/Immunité

Certains matériels électriques sont potentiellement sensibles aux transitoires, à moins que des mesures de prévention adéquates n'aient été prévues pour assurer leur protection dans l'environnement. En règle générale, grâce à l'expérience acquise dans l'utilisation des câbles, connecteurs, condensateurs, matériaux isolants, transformateurs, interrupteurs et autres, les marges nécessaires pour que les surtensions passagères soient supportées ont été établies, et les essais appropriés de surtension ont été spécifiés pour de nombreux composants. Toutefois, les matériels comprenant des dispositifs à semi-conducteurs peuvent réagir différemment, notamment subir de graves dégâts ou mal fonctionner de façon passagère; certains de ces effets sont examinés ci-dessous, en particulier parce que les appareils de mesure et d'analyse des transitoires ne doivent pas en souffrir.

##### 4.1 *Détériorations*

Les détériorations causées par les transitoires concernent essentiellement les dispositifs semi-conducteurs, bien que les ruptures d'isolants d'autres composants puissent se produire du fait de transitoires ayant une amplitude très élevée, par exemple à proximité du point de chute de la foudre. Les dispositifs à semi-conducteurs de puissance branchés sur les lignes de puissance sont soumis à toute la tension du transitoire; toutefois, il est possible de choisir des dispositifs ayant les caractéristiques adéquates pour ce genre d'applications, basées sur des cas connus de pannes. Les semi-conducteurs dans les circuits bas niveau, de contrôle et de commande, ne sont couplés qu'indirectement aux lignes d'alimentation, parce que des dégâts peuvent se produire étant donné que ces systèmes ont, en général, des valeurs nominales de tension et/ou de courant assez faibles. Ces mécanismes de couplage font intervenir des composantes à haute fréquence des transitoires et peuvent être difficiles à évaluer dans de nombreuses applications; aussi faut-il envisager des mesures préventives pour protéger ces dispositifs. Des exemples de détérioration sont fournis ci-dessous.

##### 4.1.1 *Dispositifs semi-conducteurs de puissance*

Ces dispositifs peuvent être endommagés par des tensions transitoires (pics) d'une durée d'environ 1 ns. La probabilité des détériorations est fonction de l'amplitude du transitoire, de sa durée, de sa polarité, de la vitesse de montée, de son emplacement sur la forme d'onde de la source, et aussi des caractéristiques du dispositif. La rupture initiale du dispositif est souvent suivie par la décharge d'un courant élevé de la source, ce qui provoque des dégâts catastrophiques. Parmi les dispositifs susceptibles d'être endommagés, il a été enregistré le cas des diodes de redressement dans les appareils électroniques et les thyristors servant à réguler la vitesse de moteurs.

##### 4.1.2 *Circuits à bas niveau de contrôle et de commande*

Alors que ces circuits ne sont généralement pas reliés directement au réseau d'alimentation basse tension, il y a couplage, entre eux, par l'intermédiaire du circuit d'alimentation en courant continu, et par des effets induits dans les câbles de commande et de contrôle, de sorte que des transitoires de faible amplitude peuvent être injectés dans ces circuits. Différents dispositifs semi-conducteurs susceptibles d'être endommagés par des transitoires de niveau relativement faible sont incorporés dans ces circuits, notamment dans des circuits intégrés, certains dispositifs discrets (comme les transistors à effet de champ) et des diodes à utilisation spéciale (comme les diodes tunnels).

#### 4. Susceptibility/Immunity

Certain types of electrical equipment are potentially susceptible to transients unless suitable preventive measures have been incorporated to provide immunity in the environment. In general, long-term experience in the use of cables, connectors, capacitors, insulating materials, transformers, switches, etc., has established the margins required to enable transient overvoltages to be withstood, and for many components the appropriate overvoltage tests are specified. However, for equipment incorporating semiconductor devices there are various forms of susceptibility likely to occur, including catastrophic damage and temporary malfunction. Some of these effects are discussed below, in particular, because transient measuring and analysis equipment must not suffer these effects.

##### 4.1 *Damage effects*

Damage effects are largely confined to semiconductor devices although insulation failure of other components can occur because of particularly high amplitude transients, for example, nearby lightning strokes. Power semiconductor devices connected to the supply lines are subjected to the full transient voltage, but devices of adequate rating are selected for such applications based upon earlier experience of device failures. Semiconductor devices in low-level signal and control circuits are only coupled indirectly to the supply lines, but damage can occur since the devices in general have a fairly low voltage and/or current rating. These coupling mechanisms involve high frequency components of the transients and may be difficult to assess in many applications, so that preventive measures to protect the devices require some consideration. Examples of damage effects are given below.

##### 4.1.1 *Power semiconductor devices*

These devices can be damaged by voltage transients (spikes) with durations as short as about 1 ns. The likelihood of damage is a function of transient amplitude, duration, polarity, rate of rise, position on the supply waveform, etc., as well as the device parameters. The initial breakdown of the device is likely to be followed by a high current discharge from the supply, which causes catastrophic damage. Typical devices which have been found liable to damage are rectifier diodes in electronic equipment and thyristors used for motor speed control.

##### 4.1.2 *Low-level signal and control circuits*

While these circuits are not generally directly connected to the low-voltage supply mains, there is coupling between them via the d.c. supply circuit and by induced effects in signal and control cables, so that transients of reduced amplitude can be injected into the circuits. Various semiconductor devices liable to damage by relatively low-level transients are incorporated in these circuits, for example, integrated circuits, certain discrete devices (such as field effect transistors and special purpose diodes (such as tunnel diodes)).

## 4.2 *Mauvais fonctionnement*

Divers types de mauvais fonctionnement peuvent être causés par des transitoires produits sur des lignes d'alimentation basse tension, qui peuvent être couplés ou non à des lignes de contrôle commande, sur un large éventail de matériels. Certains de ces effets pourraient créer des risques, par exemple d'incendie ou d'explosion, notamment dans les installations de fabrication de produits chimiques, ou de brusques variations de régime dans les moteurs. Or, la majorité des mauvais fonctionnements susceptibles de se produire sont relativement sans danger et peuvent ne produire qu'un effet temporaire dont l'utilisateur peut s'accommoder, comme une petite variation transitoire dans une lecture sur un appareil.

Dans la pratique, on a constaté que deux types de transitoires sur l'alimentation étaient la cause de la plupart des mauvais fonctionnements observés; il s'agit des pics de tension durant à peu près 1  $\mu$ s et des creux de tension (réductions durant près de 10 ms ou plus). Les creux de tension ne sont pas couverts par le présent guide, excepté dans la note suivante.

*Note.* — Les creux de tension, c'est-à-dire les réductions de la tension d'alimentation des matériels électroniques, qui durent environ 10 ms ou davantage, peuvent en perturber le fonctionnement car ces réductions agissent sur l'alimentation stabilisée interne en courant continu. Les effets peuvent être dramatiques sur certains types de matériels, dont nous allons donner des exemples:

### a) *Systèmes numériques*

Les systèmes numériques vont très mal fonctionner si l'alimentation en tension continue est réduite de façon notable. Citons, parmi les effets produits, l'altération des données, le blocage du système, la perte de programme, etc.

### b) *Systèmes de commande*

Ces systèmes sont susceptibles de souffrir de mauvais fonctionnement grave, perturbant ainsi la fonction de commande.

### c) *Instrumentation*

La plupart des types d'instrumentation sont susceptibles de fonctionner très mal, à la suite de creux de tension.

### d) *Systèmes d'alarme et de déclenchement*

Ces systèmes sont susceptibles de fonctionner de manière désordonnée, à la suite de creux de tension.

### 4.2.1 *Effets produits par les pics de tension*

#### a) *Systèmes numériques*

Les matériels comprenant des systèmes numériques (comme les ordinateurs, les microprocesseurs et l'instrumentation) peuvent être affectés par des pics de tension qui sont couplés dans les circuits logiques et altèrent les données. Ces effets peuvent être maîtrisés par diverses techniques de correction des erreurs; toutefois, dans les cas extrêmes, cette altération peut causer de graves effets (par exemple, fonction de commande incorrecte, blocage des systèmes, changement de programme non demandé et mauvaise mise en mémoire des données).

#### b) *Systèmes de commande*

Les matériels de commande peuvent être affectés par de pics de tension induits qui entraînent un mauvais fonctionnement du matériel.

#### c) *Instrumentation*

Les pics peuvent provoquer des indications inexactes sur certains types d'appareils.

#### d) *Systèmes d'alarme et de déclenchement*

Le fonctionnement intempestif ou le non-fonctionnement de ces systèmes peut être déclenché par des pics de tension.

## 4.2 Malfunction effects

Various forms of equipment malfunction can be caused by transients generated on low-voltage supply lines, which may or may not be coupled to signal lines, on a wide range of types of equipment. Some of these effects could create safety hazards, for example, fire or explosion in chemical manufacturing plants or sudden changes in motor speed. However, the majority of the malfunctions likely to occur are relatively harmless, possibly producing only a temporary effect which is quite acceptable to the user, for example, a small transient change in a meter reading.

In practice, two different types of transients on the supply are found to be the cause of most of the observed malfunctions, that is to say voltage spikes with durations of the order of 1  $\mu$ s and voltage dips or sags (reductions lasting for about 10 ms and longer). Voltage dips are not covered in this guide, apart from the following note.

*Note.* — Voltage dips (sags), that is to say reductions in the supply voltage to electronic equipment lasting for about 10 ms or longer, can upset the operation of the equipment because of the effects of reduction in the internal stabilized d.c. voltage supply. The effects can be very drastic on certain types of equipment and examples are given as follows:

*a) Digital systems*

Serious malfunctioning of digital systems will occur if the d.c. voltage supply is reduced significantly. The effects produced can include corruption of data system "lock-up", loss of programme, etc.

*b) Control systems*

These systems are liable to suffer serious malfunctioning, causing disruption of the control function.

*c) Instrumentation*

Most types of instrumentation are likely to malfunction seriously as a result of voltage dips (sags).

*d) Alarm and trip systems*

False operation of these systems is likely to be caused by voltage dips (sags).

### 4.2.1 Effects of voltage spikes

*a) Digital systems*

Equipment which incorporates digital systems (such as computers, microprocessors, and instrumentation) can be affected by voltage spikes which are coupled into the logic circuits and corrupt the data. The effects may be overcome by various error correction techniques but in extreme cases the corruption may cause serious effects (for example, incorrect control function, systems "lock-up", unwanted change of programme, and feeding incorrect data into a store).

*b) Control systems*

Control equipment can be affected by induced voltage spikes causing a malfunction of the system.

*c) Instrumentation*

Incorrect indication by some types of equipment can be produced by the effects of spikes.

*d) Alarm and trip systems*

Undesired operation or failure of operation of these systems can be triggered by voltage spikes.

e) *Matériels comprenant des dispositifs semi-conducteurs de puissance*

La régulation de la vitesse des moteurs commandés par des semi-conducteurs peut être modifiée par des pics de tension, ce qui se traduit par une brusque augmentation transitoire de la vitesse. Les commandes de chauffage ne sont pas perturbées à ce point par des pics de tension isolés, mais une succession de pics peut entraîner un important changement de température.

## 5. Instrumentation

Cet article décrit les diverses méthodes de mesure. Dans certains cas, les instruments de mesure sont disponibles dans le commerce, mais, dans d'autres, ils ont été mis au point dans des laboratoires pour un usage expérimental. L'objectif est d'orienter l'utilisateur en lui donnant les caractéristiques importantes de tous ces instruments.

On considère en général qu'un instrument de mesure comprend quatre parties fondamentales:

- a) un détecteur;
- b) un processeur;
- c) un affichage;
- d) un système de commande.

Les relations entre ces éléments sont indiquées sur la figure 7, page 70.

Un type d'instrument est déterminé par son type de détecteur. Des appareils de mesure ayant des détecteurs semblables, mais étant produits par des fabricants différents, se distingueront surtout par les autres fonctions qu'ils exécutent. Et même, dans certains cas, ces fonctions sont modifiables ou peuvent être réalisées, à des degrés divers, par des appareils auxiliaires, sous la supervision de l'opérateur.

Ces instruments se répartissent en plusieurs catégories. Pour chaque cas, les principes de base de leur fonctionnement sont décrits, ainsi que la relation entre les paramètres fondamentaux et les paramètres fréquemment cités dans les brochures commerciales.

### 5.1 *Obtention des données statistiques sur les paramètres des transitoires*

Le fait que les transitoires varient tellement d'un cas à l'autre veut dire que, sauf quand leur cause peut être attribuée à un événement remarquable, la signification des transitoires doit être rattachée à un ensemble de paramètres choisis. Il est notamment intéressant de connaître non seulement la valeur maximale d'un paramètre donné qui peut se produire, mais aussi la valeur moyenne et la variance de ce paramètre. Pour de nombreux systèmes, il y a une fréquence de répétition minimale qui peut entraîner la dégradation du fonctionnement du matériel, de sorte que ces transitoires sont sans conséquence s'ils ne se succèdent pas sur une courte période.

Dans ce paragraphe sont énumérés les paramètres qui doivent être pris en considération pour choisir les instruments servant à recueillir ces données.

#### a) *Qualités requises*

Ces instruments de mesures devraient:

- être portatifs;

e) *Equipment incorporating power semiconductor devices*

Motor speed control by semiconductors can be affected by voltage spikes and typically takes the form of a sudden transient increase in speed. Heating controls are not so drastically affected by single voltage spikes, but repetitive spikes could cause a large change in temperature.

## 5. Instrumentation

In this clause various methods of measurement are described. In some cases the instruments are available commercially, in others they have been constructed in laboratories for particular experiments. The objective is to provide the user with guidance on the significant characteristics of all such instruments.

In general, an instrument can be considered to consist of four basic parts as follows:

- a) detector;
- b) processor;
- c) output display;
- d) control system.

These parts are related as shown in Figure 7, page 70.

The basic type of instrument is determined by the type of detector. Instruments having similar detectors but produced by different manufacturers may differ principally in the ways in which other functions are performed. Indeed, in some cases these functions may be adjustable or in fact performed to various extents by auxiliary apparatus under the control of the operator.

The instruments are described in several categories. In each case, fundamental principles of operation are described along with the relationship between fundamental parameters and those frequently stated in commercial literature.

### 5.1 *Obtaining statistical data on parameters of transients*

The fact that transients are so variable from one instance to the next, means that, except where some particular significance can be associated with a particular event, significance must be associated with a range of expected transient parameters. In particular, it is of interest to know not only the maximum value of a particular parameter that may occur but also the mean value and the associated variance of that parameter. For many systems, there is a minimum repetition rate that can cause effective equipment performance degradation, so that unless a succession of transients can appear in a short period, those transients are of no consequence.

This sub-clause identifies parameters that must be considered in the instruments selected for gathering such data.

a) *Required qualities*

Such an instrument should:

- be portable;

- fonctionner automatiquement, par exemple enregistrer des perturbations survenant très rarement (moins d'une fois par mois);
- garder l'information quand il y a une coupure de courant;
- avoir des dispositifs externes de déclenchement de sorte que seuls certains types de transitoires soient enregistrés;
- enregistrer le moment de survenance du transitoire (jour, heure, minute, seconde);
- permettre l'établissement d'un seuil connu;
- enregistrer la direction de l'origine du transitoire;
- être insensibles aux perturbations conduites ou rayonnées.

#### *b) Caractéristiques*

##### - Temps mort:

Le temps mort est la durée pendant laquelle l'enregistreur est incapable d'effectuer la résolution de transitoires séparés. Il peut varier de 100  $\mu$ s à 1 s.

##### - Plage de fréquences:

Précision de 3 dB de 20 Hz à 50 MHz (pour tenir compte des alinéas *a)* et *e)* du paragraphe 2.3.2).

##### - Fréquence de répétition:

Comprise entre 10 fois/milliseconde et 1 fois/mois.

##### - Alimentation:

Batterie flottante (sauf pour les essais de longue durée).

### 5.2 *Compteur de transitoires*

Les compteurs sont en général des instruments de mesure relativement simples, conçus pour détecter et compter les transitoires qui dépassent une ou plusieurs amplitudes présélectionnées. Ils peuvent également comprendre des dispositifs qui réagissent à la durée du transitoire et indiquent sa polarité. Dans certains cas, les enregistreurs sont alimentés sur batterie pour que leur fonctionnement ne soit pas perturbé par les variations du secteur. En principe, ces compteurs réagissent à des transitoires durant plus de 0,1  $\mu$ s et moins de 1  $\mu$ s. Ils ont une précision d'environ 5% à 10%. La résistance d'entrée fait en général 10 k $\Omega$  à 1 M $\Omega$ .

La lecture se fait de diverses façons, par:

- a)* compteur électromécanique;
- b)* imprimante;
- c)* enregistreur à plume.

La fréquence maximale à laquelle les transitoires peuvent être enregistrés est parfois limitée, par exemple à 25 Hz dans le cas de lecture sur compteur électromécanique.

### 5.3 *Voltmètre de crête*

Ces instruments de mesure, que l'on appelle aussi voltmètres à mémoire ou de mesure de crête, mesurent l'amplitude de la crête du transitoire et mémorisent les données jusqu'à la réinitialisation. La réponse à des transitoires de courte durée est déterminée

- operate automatically, for example, record very low occurrence interference (less than once a month);
- not lose information when a power break occurs;
- have external triggering facilities in order that only certain types of transients are recorded;
- record the time of occurrence (day, hour, minute, second);
- enable setting of a known threshold level;
- record direction of origin of transient;
- be insensitive to conducted or radiated disturbances.

#### *b) Characteristics*

##### – Dead time:

The dead time is the time during which the recorder is incapable of resolving separate transients. It may vary from 100  $\mu$ s to 1 s.

##### – Range of frequencies:

Accuracy of 3 dB from 20 Hz to 50 MHz (in order to take into account paragraphs *a)* and *e)* of Sub-clause 2.3.2).

##### – Repetition frequency:

From 10 times/millisecond to 1/month.

##### – Power supply:

Battery floating (except where used for long test periods).

## 5.2 *Transient counter*

These are generally fairly simple instruments designed to detect and count transients which exceed one or more pre-selected amplitudes. They may also incorporate facilities which respond to transient duration and indicate transient polarity. In some cases, the recorders are battery operated to maintain operation regardless of mains perturbations. Typically these counters respond to transients with durations longer than 0.1  $\mu$ s to 1  $\mu$ s. The accuracy is usually about 5% to 10%. The input resistance is typically 10 k $\Omega$  to 1 M $\Omega$ .

Various forms of readout are used:

- a)* electromechanical counter;
- b)* printout;
- c)* pen recorder.

The maximum rate at which transients can be recorded may be limited, for example, about 25 Hz with electromechanical counter readout.

## 5.3 *Peak voltmeter*

These instruments, which are also referred to as peak-hold or memory voltmeters, measure the transient peak amplitude and store the data until reset. The response to short duration transients is determined by the effective charge time constant of the

par la constante de temps de charge réelle du circuit de mesure qui est généralement comprise entre 0,02  $\mu\text{s}$  et 0,3  $\mu\text{s}$ . Leur précision est d'environ 1% à 3%. La résistance d'entrée est en général comprise entre 1 M $\Omega$  et 10 M $\Omega$  en très basse fréquence. En outre, certains appareils possèdent des filtres large bande commutables à l'entrée, qui permettent d'avoir une information sur le domaine fréquentiel.

La lecture peut se faire de diverses manières, par exemple:

- a) par affichage numérique ou en lecture directe sur les cadrans;
- b) sur le papier d'un enregistreur graphique;
- c) sur le papier sortant de l'imprimante;
- d) en données numériques;
- e) en données analogiques.

Le voltmètre mémorise la valeur de la tension de crête pendant un laps de temps donné, qui peut être déterminé par une réinitialisation manuelle ou automatique.

Certains appareils sont munis d'un convertisseur analogique-numérique, et parfois aussi d'un microprocesseur pour perfectionner les opérations de commande et de mise en mémoire.

Il est important que le voltmètre indique à quel moment la surcharge s'est produite.

#### 5.4 *Autres paramètres*

De nombreux paramètres du domaine temporel, en plus de ceux qui sont énumérés aux paragraphes 5.2 et 5.3, sont identifiés, notamment le temps de montée, la durée de l'impulsion, le temps de descente. Il n'existe toutefois pas d'instruments de mesure, dans le commerce, capables de mesurer correctement ces paramètres. S'il faut les mesurer, le mieux est de les analyser à l'aide des techniques présentées au paragraphe 5.5. Cependant, toute valeur obtenue dépendra de l'évaluation subjective des valeurs observées.

#### 5.5 *Enregistrement et analyse de la forme d'onde*

Les dispositifs les mieux adaptés à l'enregistrement des transitoires sont les enregistreurs sur bande ou sur papier, les oscilloscopes et les enregistreurs numériques des formes d'ondes.

##### 5.5.1 *Enregistrement des formes d'ondes*

###### 5.5.1.1 *Enregistrement sur bande magnétique*

Les appareils d'enregistrement sur bande magnétique offrent diverses possibilités pour mesurer les phénomènes transitoires. Ils présentent, entre autres avantages, la possibilité de dissocier l'opération d'enregistrement de l'analyse du transitoire.

###### *Enregistrement*

Il est possible d'enregistrer pendant une longue durée, en choisissant la bande passante. En utilisant la modulation de fréquences, il est possible d'enregistrer une gamme de fréquences allant jusqu'à la fréquence zéro. Les appareils d'enregistrement sur bande magnétique servant à mesurer les transitoires ont une bande passante assez limitée. Il convient de veiller à obtenir le rapport signal-bruit optimal par le choix de la vitesse de la bande.

measuring circuit which is typically in the range 0.02  $\mu\text{s}$  to 0.3  $\mu\text{s}$ . The accuracy is usually about 1% to 3%. The input resistance is generally in the range 1 M $\Omega$  to 10 M $\Omega$ . Furthermore, some instruments contain switchable broadband filters at the input which enable one to obtain also some frequency domain information.

The readout can take various forms, such as:

- a) meter reading or numerical display;
- b) strip chart recorder;
- c) printout;
- d) digital output;
- e) analogue output.

The voltmeter stores the value of the peak voltage during a particular time period, and this period may be determined by an automatic or manual reset.

Some designs incorporate an analogue to digital converter, and also possibly a microprocessor to provide sophisticated control and storage facilities.

It is important that the voltmeter should indicate when overload has occurred.

#### 5.4 *Other parameters*

Many other time-domain parameters are recognized in addition to those mentioned in Sub-clauses 5.2 and 5.3, such as rise time, pulse duration, fall time, etc. However, there are no commercially available instruments that effectively measure these parameters. If they are to be measured they can best be observed using the techniques discussed in Sub-clause 5.5. Here, however, any value obtained is subject to subjective evaluation of observed values.

#### 5.5 *Waveform recording and analysis*

The devices most suitable for recording such transients are tape or paper recorders, oscilloscopes, and digital waveform recorders.

##### 5.5.1 *Waveform recording*

###### 5.5.1.1 *Magnetic tape recording*

Magnetic recorders offer various possibilities for measuring transient phenomena. One of their advantages is the possibility of dissociating the recording process from the analysis of the transient.

###### *Recording*

The recording can be carried out over a long period of time with a choice of pass-bands. Using frequency modulation it is possible to record over a range of frequencies extending down to zero. Systems of transient measurement using magnetic recorders have a rather limited pass-band. Attention should be paid to achieving the optimum signal-to-noise ratio by choice of tape speed.

Néanmoins, ce type d'enregistrement présente les avantages suivants:

- a) toute la forme d'onde est enregistrée, à condition que le transitoire apparaisse quand l'enregistreur est en marche;
- b) il est possible d'enregistrer une perturbation de longue durée dont les composantes ont des spectres très différents;
- c) il est possible de déterminer les intervalles de temps entre les transitoires liés entre eux.

### *Reproduction*

L'enregistrement est facilement accessible et disponible à une faible impédance, aussi peut-on brancher une grande diversité d'instruments de mesure.

Grâce aux différentes vitesses de lecture de l'enregistrement, il est possible de s'adapter à divers appareils d'analyse. On peut, par exemple, voir la bande en entier sur un oscilloscope, noter précisément la chronologie des transitoires et obtenir un cliché de bonne qualité en ayant recours à la répétition des phénomènes. La possibilité de recopier un seul transitoire sur une boucle continue constitue un autre avantage. Une fois isolé et convenablement filtré, il permet de le transformer en un signal répété pouvant être analysé par une méthode d'analyse spectrale.

#### 5.5.1.2 *Enregistrement sur un oscilloscope*

Il est possible d'enregistrer directement un transitoire avec enregistreur oscillographique.

On distingue pour ces applications divers types:

- les enregistreurs galvanométriques à faisceau lumineux pour les transitoires à très basses fréquences;
- les oscilloscopes d'utilisation courante ayant une largeur de bande de 75 MHz;
- les oscilloscopes de haut de gamme ayant une largeur de bande d'au moins 250 MHz;
- les oscilloscopes à mémoire (avec un tube à rayons cathodiques phosphorescent);
- les oscilloscopes de surveillance automatique, conçus pour mesurer les transitoires.

Généralement, le transitoire sert à déclencher l'oscilloscope. Le seuil de déclenchement peut être pré réglé:

- par un niveau de tension positif ou négatif;
- par une pente positive ou négative.

L'enregistrement peut être mis en mémoire sur une photographie.

Les oscilloscopes présentent les avantages suivants:

- a) facilité d'utilisation;
- b) large bande de fréquences;
- c) large éventail de sensibilité à l'entrée;
- d) précision élevée.

Les principaux inconvénients sont:

- a) le réglage empirique des commandes (amplitude, base de temps, et déclenchement) puisque les caractéristiques du transitoire ne sont pas connues à l'avance;

Nevertheless, this type of recording has the following advantages:

- a) it records the complete waveform, provided the transient appears while the recorder is activated;
- b) it is possible to record a long duration disturbance with components having very different spectral contents;
- c) one can determine the duration of time intervals between related transients.

#### *Reproduction*

The recording is easily accessible and available from a low impedance thus a wide range of instruments can be connected.

The different speeds of playback permit adaptation to a range of analysis apparatus. For example, one can see the entire band on an oscilloscope, note precisely the timing of the transients, and obtain a good quality photograph, making use of the repetition of the phenomena. Another facility is the ability to recopy a single transient on a continuous loop. Once isolated, and properly filtered, it permits the transformation of a transient into a repetitive signal suitable for analysis using a spectrum analyzer.

#### 5.5.1.2 *Oscillograph recording*

Direct recording of a transient is possible with recording oscillographs.

Various types are differentiated for this purpose:

- light-beam galvanometric recorders for very low frequency transients;
- general purpose oscilloscopes with a 75 MHz bandwidth;
- high performance oscilloscopes with a bandwidth of at least 250 MHz;
- storage oscilloscopes (with phosphorescent cathode-ray tube);
- automatic surveillance oscilloscopes, designed for measurement of transients.

Generally, the transient is used to trigger the oscilloscope. The trigger level can be pre-set:

- by a positive or negative d.c. level;
- by a rising or falling slope.

The recording can be stored photographically.

The important advantages of oscilloscopes are:

- a) ease of use;
- b) wide bandwidth;
- c) wide range of input sensitivity;
- d) high accuracy.

The most important disadvantages are:

- a) empirical setting of the controls (amplitude, time base and trigger) since the transient's characteristics are unknown in advance;

- b) les réglages des commandes peuvent ne pas être compatibles avec tous les paramètres possibles du transitoire à analyser ou à enregistrer.

*Note.* — Il convient de tenir compte du fait que la plupart des oscilloscopes ne sont pas suffisamment blindés; cependant, des oscilloscopes avec un blindage additionnel sont disponibles sur demande.

### 5.5.1.3 Enregistrement numérique des formes d'ondes

L'enregistreur numérique des formes d'ondes comprend pour l'essentiel un convertisseur analogique-numérique, une base de temps et une mémoire.

La plupart des appareils standard ont un convertisseur analogique-numérique de 6 à 8 bits qui offre une précision satisfaisante pour les mesures. Les systèmes actuels ont des taux d'échantillonnage atteignant 500 MHz, ce qui permet donc d'enregistrer les transitoires ayant des temps de montée de 6 ns ou plus, et des fréquences jusqu'à 100 MHz.

En général, les transitoires à temps de montée très rapide ont une durée très brève, tandis que les transitoires plus lents tendent à durer plus longtemps. Avec une mémoire de 1000 mots, il est possible d'enregistrer un transitoire durant jusqu'à 2  $\mu$ s, en ayant un intervalle d'échantillonnage de 2 ns. En choisissant un intervalle d'échantillonnage plus long, on peut enregistrer des transitoires durant jusqu'à plusieurs secondes. Des systèmes ayant une capacité de mémoire de 2000 et 4000 mots sont également disponibles, ce qui donne la possibilité de mesurer des transitoires d'une durée d'autant plus longue.

Les taux de variation de tension les plus grands (et par conséquent les fréquences les plus élevées) se produisent souvent au début du transitoire, alors que l'amortissement du transitoire contient des fréquences plus basses. Celles-ci peuvent être mesurées avec un enregistreur numérique de formes d'ondes qui ait un taux d'échantillonnage et une capacité de mémoire suffisants, ou bien qui ait une double base de temps permettant d'observer la première partie du transitoire à un taux d'échantillonnage élevé et la partie restante à un taux d'échantillonnage inférieur (par exemple, avec un rapport de 1 à 10). Il existe un enregistreur qui n'enregistre une valeur échantillonnée que si celle-ci dévie de la valeur précédemment enregistrée d'une grandeur déterminée, ce qui réduit ainsi la charge de la mémoire. Mais ces dernières techniques ne présentent pas d'utilité pour les analyses avec les transformées de Fourier rapides, pour lesquelles il faut un taux d'échantillonnage constant ou alors une compensation appropriée.

La fonction de prédéclenchement est un grand avantage de l'enregistreur numérique des formes d'ondes, par rapport à l'oscilloscope. Le système fonctionne en permanence et mémorise les valeurs mesurées. Quand le signal de déclenchement est reçu, le système continue à enregistrer, puis s'arrête tout seul après un délai fixé à l'avance. Ainsi, la mémoire contient également les valeurs enregistrées avant que le signal de déclenchement soit donné. Le niveau de déclenchement peut être rendu relativement insensible, de sorte que l'enregistreur ne soit pas déclenché par de faux signaux.

Le contenu de la mémoire peut être affiché sur un oscilloscope, sur un écran à tube à rayons cathodiques ou un traceur de courbes. Il est possible de rentrer les données dans un ordinateur. De la sorte plusieurs transitoires qui se produisent en un intervalle de temps assez court peuvent être enregistrés grâce à une interface adaptée. Avec l'ordinateur, il est en outre possible d'analyser automatiquement les transitoires, les paramètres nécessaires (amplitude maximale, vitesse de montée, spectre fréquentiel, etc.) étant déterminés par programme. Une analyse statistique (comme les amplitudes de tension maximales ou les amplitudes moyennes) peut être effectuée de la même manière.

En utilisant deux enregistreurs synchronisés ou plus, il est possible d'enregistrer simultanément divers transitoires (par exemple, tensions et courants transitoires en mode

b) the control-settings may not be compatible with all possible parameters of the transient to be analyzed or recorded.

*Note.* — Attention has to be paid to the fact that most oscilloscopes are not sufficiently shielded; however, specially modified oscilloscopes with additional shielding are available on request.

### 5.5.1.3 *Digital waveform recorder*

The digital waveform recorder consists essentially of an analogue/digital converter, a time base, and a memory.

Most standard units have an analogue/digital converter of 6 bits to 8 bits, which offers an adequate measuring accuracy. Present-day devices have sampling rates of up to 500 MHz, thus permitting transients with rise times of 6 ns or more, and frequencies of up to 100 MHz, to be recorded.

In general, very fast transients tend to possess a short duration, while slower transients tend to have a longer duration. With a device memory of 1000 words, it is possible to record a transient of up to 2  $\mu$ s duration by using a sampling interval of 2 ns. By selection of an appropriately longer sampling interval, transients of up to several seconds duration can be recorded. Devices with a memory capacity of 2000 and 4000 words are also available, which permit correspondingly longer transients to be measured.

The greatest rates of change of voltage (and therefore the highest frequencies) often occur at the start of the transient, while the transient decay contains lower frequencies. These can be measured by means of a digital waveform recorder with a sufficient sampling rate and sample storage capacity or alternatively one with a dual time base with which the first part of the transient is observed at a high sampling rate and the remaining part at a lower sampling rate (for example, with a ratio 1:10). One type of recorder records a sampled value only if it deviates from the previously recorded value by a defined quantity, thus reducing the memory loading. The latter techniques are not useful for further analysis with a fast Fourier transform for which a constant sampling ratio is required, or appropriate compensation is required.

One great advantage of the digital waveform recorder over the oscilloscope is its pre-triggering function. The device is continuously in operation and stores the measured values. When the trigger signal is received, the device continues to record and then switches itself off after an adjustable delay time. Thus, the memory also contains values recorded prior to the trigger signal being given. The triggering level can be made relatively insensitive, so that the recorder is not triggered by spurious signals.

The contents of the memory can be displayed on an oscilloscope, CRT display, or X/Y plotter. It is possible to feed the data into a computer. In this way, by means of a suitable interface, several transients which occur within a relatively short space of time can be recorded. The computer also introduces the capability for automatic analysis of the transients, with the required parameters (maximum amplitude, rate of rise, frequency spectrum, etc.) being determined by a software programme. Statistical analysis (such as maximum voltage amplitudes or average amplitudes) can also be carried out in this manner.

If two or more synchronized recorders are employed, various transient modes can be recorded simultaneously (for example, common mode and differential mode transient

commun et en mode différentiel). Avec deux enregistreurs, il est en outre possible de déterminer le contenu énergétique du transitoire.

### 5.5.2 Analyse des formes d'ondes

Une fois enregistrée, la forme d'onde peut être analysée de diverses manières, soit par observation soit par des moyens automatiques. La tension de crête est facilement définissable et mesurable comme c'est habituellement le cas pour le temps de montée. Pour obtenir d'autres paramètres de l'espace temporel, tels que la durée, le temps de descente, etc., d'une forme d'onde, comme indiqué à la figure 1, page 62, il faut définir précisément les paramètres pour éviter toute ambiguïté, sinon il faut faire preuve de beaucoup de discernement. Il reste énormément de travail à faire pour identifier et définir les autres paramètres qui sont vraiment importants.

Les paramètres du transitoire à l'endroit de la mesure peuvent différer de ceux à la source. Pour calculer les paramètres du transitoire à la source (qui peut être inaccessible au moment du phénomène transitoire), il est nécessaire de décrire quantitativement les phénomènes de propagation, décrits dans l'article 3.

Les analyses des fréquences peuvent être réalisées avec des méthodes analogiques ou numériques appliquées sur la totalité ou sur une partie de la forme d'onde enregistrée. Des essais répétés peuvent ou non montrer que le spectre est relativement stable d'un transitoire à l'autre. Comme la transformée rapide de Fourier est généralement employée, nous allons examiner maintenant son utilité et ses limites.

#### 5.5.2.1 Transformée rapide de Fourier (FFT)

La transformée rapide de Fourier est un algorithme qui peut servir à transformer un vecteur temps-amplitude ( $TA$ ) en un vecteur fréquence-amplitude ( $FA$ ). Le vecteur  $TA$  renferme la fonction temporelle échantillonnée du transitoire. Dans la plupart des cas, les amplitudes dans le vecteur  $TA$  sont converties en numérique par un convertisseur analogique-numérique. L'échantillonnage, qui peut être interprété comme une sorte de modulation du signal transitoire avec un train d'impulsions, et l'opération de conversion non linéaire sont à l'origine d'erreurs particulières. Une FFT peut être appliquée seulement à un enregistrement fini dans le temps.

Etant donné que même le vecteur  $TA$  n'est pas une représentation exacte de la fonction temporelle continue et analogique, il est clair qu'il faut agir avec prudence en tirant des conclusions à partir du vecteur  $FA$  (le vecteur du spectre linéaire). Mais, dans tous les cas, il faut procéder à une analyse des erreurs.

Nous donnons, ci-dessous, la liste des principales sources d'erreurs. Pour plus de détails, se reporter aux références [3 à 6].

##### a) Erreur d'échantillonnage

Il faut prendre suffisamment d'échantillons pour définir la forme d'onde du transitoire avec une précision satisfaisante. Le théorème d'échantillonnage ou principe de Shannon exige que la fréquence d'échantillonnage  $f_s$  soit au moins le double de la fréquence la plus élevée  $f_m$ , présente dans la forme d'onde, de sorte que  $f_s > 2 f_m$ .

Le mécanisme de multiplication de l'échantillonneur où un signal est échantillonné à une fréquence  $f_i$  produit toujours des composantes aux fréquences somme et différence ( $k \times f_i \pm f_i$ ) où  $k$  est un nombre entier (voir figure 8, page 71). Les erreurs d'échantillonnage (également appelées erreurs d'assemblage) se produisent quand la différence de fréquence tombe dans la gamme de fréquences étudiées. Dans ce cas, un signal erroné s'ajoute au signal recherché à  $f = f_i - f_s$ , en raison de l'insuffisance du nombre d'échantillons.

voltages, transient currents). With two recorders, it is also possible, for example, to determine the energy content of a transient.

### 5.5.2 Waveform analysis

Once a waveform is recorded it may be analyzed in various ways, either by observation or by automatic means. The peak voltage is easily defined and measured, as is usually the case with rise time. Obtaining other time-domain parameters such as duration, fall time, etc., for a waveform such as that shown in Figure 1, page 62, requires rather precise definitions of the parameters in order to be unequivocal, otherwise considerable judgement must be exercised. Much work remains to be done to identify which additional parameters are important and how they should be defined.

At the point of measurement the parameters of the transient may differ from those at the source. To calculate parameters of the transient at the source (which may not be accessible during the transient phenomenon) a quantitative description of the propagation phenomena, described in Clause 3, is needed.

Frequency analyses can be performed using analogue or digital methods on the total recorded waveform or a part of it. Repeated tests may or may not show that the spectrum is relatively stable from transient to transient. Because the fast Fourier transform is commonly used, its usefulness and limitations are discussed in the next sub-clause.

#### 5.5.2.1 Fast Fourier transform (FFT)

Fast Fourier transform (FFT) is an algorithm which can be used to transform a time-amplitude (*TA*) vector into a frequency-amplitude (*FA*) vector. The *TA* vector contains the sampled time-function of the transient. In most cases, the amplitudes in the *TA* vector are digitized by an analogue/digital converter (ADC). Sampling, which can be interpreted as a kind of modulation of the transient signal with a pulse-train, and the non-linear digitizing process create their particular errors. An FFT can be applied to a finite time-record of the transient only.

Since even the *TA* vector is not an exact representation of the continuous analogue time-function, it will be clear that drawing conclusions from the *FA* vector (the spectral line vector) must be made with great caution. An error analysis has to be made in all cases.

A summary is given below of the main error sources. Further information can, for example, be found in references [3 to 6].

##### a) Aliasing

Sufficient samples have to be taken in order to define the transient waveform with adequate accuracy. The sampling theorem or Shannon principle requires that the sampling rate,  $f_s$ , must be at least twice the highest frequency  $f_m$ , present in the waveform, so that  $f_s > 2f_m$ .

The multiplication-mechanism of the sampler, sampling a signal with frequency  $f_i$ , always generates components at the sum and difference frequencies ( $k \times f_s \pm f_i$ ), where  $k$  is an integer (see Figure 8, page 71). Aliasing (also called fold-over or mixing) occurs when this difference frequency falls within the frequency range studied. In this case an error signal is added to the wanted signal at  $f = f_i - f_s$ , due to the insufficient number of samples taken.

Il est possible d'éviter les erreurs d'échantillonnage en limitant les fréquences contenues dans la forme d'onde à  $f_m < f_s/2$  avec un filtre passe-bas, placé entre la source du signal et l'échantillonneur. Il est à noter, toutefois, que ce genre de filtre peut introduire des déphasages qui déforment la fonction du temps. Dans les cas où il y a suréchantillonnage, un filtre numérique peut remplir (en partie) la fonction du filtre analogique de protection contre les erreurs d'échantillonnage.

Aucun problème d'erreurs d'échantillonnage ne se pose quand le filtre atténue les signaux d'erreur à un niveau inférieur à  $(6m + 1,8 + 10 \log (N))$  dB, dénommé «bruit de quantification».

#### b) Fuite/Calage sur fenêtre

Dans la FFT d'origine, on considère le signal dans l'intervalle de temps  $-\infty < t < +\infty$ . Toutefois, une FFT peut être appliquée à un temps fini d'enregistrement (fenêtre des données). En outre, l'algorithme FFT repose sur l'hypothèse que cet enregistrement se répète dans le temps (comme dans le cas du développement d'un signal en séries de Fourier).

Si la forme d'onde tombe intégralement à l'intérieur de la fenêtre finie, il n'y a aucun problème. Néanmoins, quand la fenêtre des données coupe une partie de la forme d'onde, la FFT est applicable à un signal comprenant cette partie multipliée par une impulsion rectangulaire unité. Le vecteur *FA* comprendra alors la convolution du spectre des formes d'ondes (répétées) par la transformée de Fourier de l'impulsion rectangulaire, autrement dit par le spectre  $\sin(x)/x$ . Cela aboutit à élargir les raies du spectre en  $\sin(x)/x$ : il y a une fuite d'énergie des raies recherchées vers les raies indésirables.

Le problème de fuite peut être résolu pour une bonne part en remplaçant la fenêtre rectangulaire, indiquée plus haut, par une fenêtre qui amène le signal d'entrée à zéro, au début et à la fin de l'enregistrement, plus progressivement que l'impulsion rectangulaire. Diverses fenêtres sont envisagées dans la bibliographie, et notamment à la référence [6]. La fenêtre dite de Hamming est ainsi souvent utilisée; c'est une fenêtre cosinusoidale. Mais le choix d'une fenêtre dépend en définitive de l'application considérée.

#### c) Bruit de quantification

L'influence des erreurs d'arrondi produites dans le convertisseur analogique-numérique, également appelées «bruit de quantification», est moins prévisible quand on applique les techniques de la FFT à l'analyse des transitoires. Ce bruit se manifeste dans les composantes du vecteur *FA* qui ont un rapport amplitude-bruit déterminé. En outre, le bruit peut être introduit par la précision finie du calcul numérique de la FFT, si le nombre d'échantillons pris est grand. Dans ce qui suit, les effets des erreurs d'échantillonnage et de fuite sont considérés comme négligeables.

Supposons qu'une FFT soit appliquée à  $N$  échantillons avec un convertisseur analogique-numérique à  $m$  bits qui a un éventail d'amplitudes de  $A$  volts. Si les amplitudes efficaces sont normalisées sur cet éventail  $A$ , on peut montrer que le niveau du bruit de quantification se situe approximativement entre  $-6m$  dB (tout le bruit est concentré à une seule fréquence) et  $-(6m + 1,8 + 10 \log (N))$  dB (tout le bruit est réparti de façon équivalente, c'est un bruit blanc). Voici maintenant un exemple pour illustrer notre propos.

La figure 9, page 71, montre l'enveloppe du spectre de la FFT d'une impulsion trapézoïdale symétrique, échantillonnée à 6 bits et 1024 points, ainsi que l'enveloppe du spectre obtenu avec l'intégrale de Fourier. L'amplitude de l'impulsion est égale à tout l'éventail du convertisseur analogique-numérique,  $A$ . L'écart ( $>40$  dB) à  $f = f_s/3$  est dû

Aliasing can be avoided by limiting the frequency content of the waveform to  $f_m < f_s/2$  by a low-pass filter, placed between signal source and sampler. However, note that such a filter might introduce phase-shifts which distort the time-function. In cases where oversampling takes place, a digital filter may take over (part of) the task of the analogue anti-alias filter.

No aliasing problems arise when the filter attenuates the alias signals to a level below the  $(6m + 1.8 + 10 \log(N))$  dB level, discussed under "Quantization Noise".

#### *b) Leakage/Windowing*

In the original Fourier transform the signal is considered to exist over the time-interval  $-\infty < t < +\infty$ . However, an FFT can be applied to a finite time-record (data-window) only. In addition, the FFT algorithm is based upon the assumption that this time-record is repeated throughout time (as also required for Fourier series development of a signal).

If the waveform falls completely within the finite window no problems arise. However, when the data-window cuts out a portion of the waveform, the FFT will be carried out on a signal consisting of that portion multiplied with a rectangular unit-amplitude pulse. The *FA* vector will then contain the convolution of the (repeated) waveform spectrum with the Fourier transform of the rectangular pulse, so with a  $\sin(x)/x$  spectrum. This results in broadening of the spectral lines in a  $\sin(x)/x$  way: there is leakage of energy from wanted lines to unwanted lines.

The problem of leakage can be solved to a large extent by replacing the above-mentioned rectangular window by a window which forces the input signal to be zero at the beginning and end of the time record in a smoother way than the rectangular pulse does. Various windows are discussed in the literature, see for example, Reference [6]. An often used window is the so-called Hamming-window, which is a cosine-like window. The choice of window depends upon the application.

#### *c) Quantization noise*

Less predictable, when applying FFT techniques to transient analysis, is the influence of rounding-off errors generated in the ADC, the so-called "quantization noise". This noise results in components in the *FA* vector having a finite amplitude-to-noise ratio. In addition, noise can be introduced by the finite accuracy of the digital computation of the FFT, where the number of samples taken is large. In what follows it is assumed that effects of aliasing and leakage are made negligible.

Assume an FFT is applied to  $N$  samples taken with an  $m$ -bit ADC, which has a full-amplitude range of  $A$  volts. If the r.m.s. amplitudes are normalized to this range  $A$ , it can be shown that the quantization noise level is, as a rule of thumb, between  $-6m$  dB (all noise is concentrated at one single frequency) and  $-(6m + 1.8 + 10 \log(N))$  dB (all noise is spread out equally, that is to say white noise). An illustrative example follows.

Figure 9, page 71, shows the envelope of the FFT-spectrum of a 6-bit/1024-point sampled symmetrical trapezoidal pulse together with the envelope of the spectrum obtained with the Fourier integral. The pulse amplitude  $A$  has been taken equal to the full range of the ADC. The discrepancy ( $>40$  dB) at  $f = f_s/3$  is caused by a particular

à une combinaison particulière du temps de montée de l'impulsion et de la fréquence d'échantillonnage. Cette association a pour effet qu'à chaque niveau de quantification, exactement trois échantillons sont produits pendant les temps de montée et de descente de l'impulsion (se reporter à la figure 10, page 72). Par voie de conséquence, le spectre du bruit de quantification a un pic à  $f_s/3$  et n'est évidemment pas blanc du tout. Les niveaux  $6m$  et  $(6m + 1,8 + 10 \log(N))$  dB sont indiqués sur la figure 9, page 71. (Dans l'exemple de la figure 9, la normalisation des amplitudes place l'asymptote basse fréquence du spectre à  $2 A \tau_h / AT$  dB =  $2 \tau_h / T$  dB, où  $\tau_h$  et  $T$  sont indiquées en haut du graphique.) Il convient de remarquer que le rapport amplitude-bruit diminue quand la gamme du convertisseur analogique-numérique n'est pas complètement balayée.

Bien que l'exemple donné soit quelque peu exagéré, il est généralement vrai que les modèles habituels de «bruit blanc» pour la quantification sont très imprécis dans l'analyse des transitoires. Il en a donc été conclu qu'il fallait se méfier des composantes du spectre de la FFT (du vecteur  $FA$ ) ayant une amplitude normalisée inférieure à  $-6m$  dB, tant que l'on ne dispose pas d'informations supplémentaires sur le bruit de quantification. Les amplitudes normalisées inférieures à  $-(6m + 1,8 + 10 \log(N))$  dB sont toujours inexacts. Cette limite de bruit ne peut, néanmoins, être réduite à volonté en augmentant  $N$ , puisque cela a pour effet d'accroître le bruit engendré par le calcul qui a été laissé de côté jusqu'à présent.

## 5.6 Mesure de l'énergie des transitoires

Au sein d'une plage de fréquence choisie, l'énergie du transitoire dissipée dans une impédance déterminée peut être établie par une méthode thermique ou par un calcul fondé sur la tension et/ou l'intensité mesurées des formes d'ondes et le déphasage. L'énergie est fonction de la valeur de l'impédance donnée, et il est nécessaire de procéder à plusieurs déterminations de l'énergie, avec différentes impédances, afin de trouver la valeur maximale. Une valeur d'impédance pratique pour de nombreuses applications se situe à  $50 \Omega$ . Deux méthodes sont brièvement décrites ci-dessous. La précision de chacune des deux méthodes dépend de manière décisive des caractéristiques de dérive de l'instrumentation.

### 5.6.1 Pont de thermistances

Un bras d'un pont de Wheatstone comprend deux thermistances en série, ayant un coefficient de température négatif. Le pont est équilibré en réglant la tension d'alimentation à une valeur telle que les deux thermistances en série aient la même résistance que les autres bras du pont. Le transitoire est injecté à la borne commune aux deux thermistances. Les autres bornes des thermistances sont couplées à la borne de terre de référence, et découplées du reste du circuit, sur la plage de fréquence requise. L'impédance à la borne d'entrée du transitoire est définie par les deux thermistances en parallèle. Pour une impédance d'entrée de  $50 \Omega$ , les thermistances sont réglées à  $100 \Omega$  chacune et les bras du pont font chacun  $200 \Omega$ .

L'application du transitoire élève la température des thermistances qui décroissent en valeur et déséquilibrent donc le pont. L'augmentation de température est proportionnelle à l'énergie d'entrée du transitoire, et sur une certaine plage de température, la variation de la résistance est proportionnelle à l'augmentation de température.

La constante de temps thermique des thermistances est, en général, de l'ordre de centaines de millisecondes, de sorte que l'impulsion de sortie a une forme d'onde qui diffère considérablement de celle du transitoire d'entrée. Diverses méthodes permettent de mesurer l'impulsion de sortie, afin de déterminer l'énergie du transitoire.

combination of pulse rise time and sample rate. The combination is such that in each quantization level of the ADC exactly three samples are generated during the rise and fall of the pulse, see Figure 10, page 72. As a result, the spectrum of the quantization noise shows a peak at  $f_s/3$  and, obviously, is not white at all. In Figure 9, page 71, the  $6m$  and  $(6m + 1.8 + 10 \log(N))$  dB levels are indicated. (In the example of Figure 9, normalization of the amplitudes puts the low-frequency asymptote of the spectrum at  $2 A \tau_h / AT$  dB =  $2 \tau_h / T$  dB, where  $\tau_h$  and  $T$  are indicated in the insert.) Note that the amplitude-to-noise ratio decreases when the ADC-range is not fully swept.

Although the example given may be somewhat exaggerated, it is generally true that in transient analysis the customary "white noise" models for the quantization are very inaccurate. Hence, it has to be concluded that components in the FFT-spectrum (the  $FA$  vector) having a normalized amplitude of less than  $-6m$  dB have to be mistrusted until additional information about the quantization noise is available. Normalized amplitudes below  $-(6m + 1.8 + 10 \log(N))$  dB are never correct. This noise-boundary, however, cannot be reduced at will by increasing  $N$ , since this will lead to an increase of computation-generated noise, which has been ignored thus far.

## 5.6 Transient energy measurements

The transient energy, within a selected frequency range, dissipated in a defined impedance, can be determined by a thermal method, or by calculation based on measured voltage and/or current waveforms and phase angle. The energy is a function of the value of the defined impedance and it is necessary to carry out several determinations of energy, with different impedances, in order to find the maximum value. A convenient impedance value in many applications is  $50 \Omega$  resistive. Two methods are briefly described below. The accuracy of either method is critically dependent on instrumentation drift characteristics.

### 5.6.1 Thermistor bridge

One arm of a Wheatstone bridge comprises two negative temperature coefficient thermistors in series. The bridge is balanced by adjusting the supply voltage to a value such that the two thermistors in series have the same resistance as the other bridge arms. The transient is injected at the terminal common to the two thermistors. The other terminals of the thermistors are coupled to the reference earth terminal, and decoupled from the rest of the circuit, over the required range of frequencies. The impedance at the transient input terminal is defined by the two thermistors in parallel. For a  $50 \Omega$  input impedance the thermistors are adjusted to  $100 \Omega$  each and the bridge arms are  $200 \Omega$  each.

The application of the transient raises the temperature of the thermistors which decrease in value and thus unbalance the bridge. The temperature rise is proportional to the input transient energy and over a range of temperatures the change in resistance is proportional to the increase in temperature.

The thermal time constant of the thermistors is typically of the order of hundreds of milliseconds so that the output pulse has a waveform which differs considerably from that of the input transient. Various methods can be used to measure the output pulse in order to determine the transient energy.

Les énergies des transitoires appliqués sur un pont, comprises entre 100  $\mu\text{J}$  et au moins 1 mJ, peuvent être facilement mesurées avec des thermistances perles. Les valeurs plus élevées sont mesurables en introduisant une atténuation à l'entrée. Ce type de thermistance est conçu pour fonctionner jusqu'à au moins 1 GHz. Pour avoir une impédance constante à de très hautes fréquences, les thermistances doivent être montées parallèlement dans un tube métallique, ou de préférence dans les orifices cylindriques d'un bloc de métal, pour garantir la stabilité de la température.

Un montage de circuit caractéristique est représenté sur la figure 11, page 72.

### 5.6.2 Techniques fondées sur la tension et l'intensité

Avec ces techniques, on obtient l'énergie en mesurant à la fois la tension et l'intensité et en utilisant l'équation mathématique:

$$E = \int_{t_1}^{t_2} u \cdot i dt$$

Les sondes de tension et de courant doivent être branchées toutes les deux au point du réseau où l'énergie est recherchée, et elles doivent produire aux niveaux de sortie une tension ou une intensité proportionnelle à la tension ou à l'intensité du circuit sans distorsion d'amplitude ou de phase, tout du moins sur la partie de la gamme de fréquences où se trouve la plus grande partie de l'énergie. Les opérations de multiplications et d'intégration sont en principe exécutées sur ordinateur. Il est, par conséquent, nécessaire de mettre en mémoire les données enregistrées par le détecteur, à l'aide de moyens analogiques ou numériques.

Quand les formes d'ondes des transitoires sont très oscillatoires, il faut que l'amplitude et la phase apparaissent avec une bonne précision sur les formes d'ondes enregistrées, sinon les mesures de l'énergie seront entachées d'erreurs graves.

## 5.7 Mesures dans le domaine fréquentiel

Cette étude a pour but de recenser les techniques de mesure dans le domaine fréquentiel, et de montrer les principales caractéristiques des transitoires qui peuvent être décrites par le domaine fréquentiel.

### 5.7.1 Analyseur de spectre

L'analyseur de spectre est l'appareil le plus répandu, servant à mesurer le domaine fréquentiel. Toutefois, pour pouvoir bien mesurer le spectre d'un transitoire, il faut que celui-ci soit répété fréquemment. Quand le transitoire varie d'une manœuvre à l'autre, les données obtenues par cette méthode doivent être interprétées statistiquement. Si des précautions particulières ne sont pas prises, il faut veiller, en utilisant l'analyseur de spectre, à éviter de surcharger ses circuits d'entrée avec des transitoires ayant une bande de fréquences plus large. Pour cela, il faut en général un filtre réglable, placé en amont du premier étage de l'amplificateur.

### 5.7.2 Récepteur C.I.S.P.R.

Le récepteur C.I.S.P.R. constitue le moyen d'analyser le domaine fréquentiel et de fournir en même temps des informations sur le domaine temporel. Il a les mêmes limitations que l'analyseur de spectre vis-à-vis des transitoires aléatoires. Le récepteur C.I.S.P.R. n'est vraiment utile que pour les transitoires répétitifs. Grâce à une largeur de bande relativement bien définie pour chaque plage de fréquence, il est réglable sur les plages 0,010 MHz à 0,150 MHz, 0,150 MHz à 30 MHz, et 30 MHz à 1000 MHz. Pour

Using bead thermistors, transient energies applied to the bridge in the range 100  $\mu\text{J}$  to at least 1 mJ can readily be measured. Higher values of energy can be measured by inserting attenuation at the input. This type of thermistor is rated for use up to at least 1 GHz. To maintain the constant impedance at VHF and UHF requires the thermistors to be mounted coaxially in a metal tube, or preferably in cylindrical holes in a metal block to provide temperature stability.

A typical circuit arrangement is shown in Figure 11, page 72.

### 5.6.2 Voltage-current techniques

In this technique one obtains the energy by measuring both the voltage and the current and using the mathematical relation:

$$E = \int_{t_1}^{t_2} u \cdot i dt$$

The current and voltage probes must both be connected at the point in the network where the energy measurement is desired, and must produce at the output levels voltage (or current) proportional to the circuit voltage and current without amplitude or phase distortion, at least over the portion of the frequency range in which the major portion of the energy is contained. The processes of multiplication and integration are usually achieved on computers. Thus, it is necessary to store the sensor outputs by analogue or digital means.

Where transient waveforms are highly oscillatory, good amplitude and phase accuracies are required in the stored waveforms or serious errors can be obtained in the measured energy.

### 5.7 Frequency domain measurement

It is the purpose of this discussion to summarize measurement techniques in the frequency domain and to show how the principal characteristics of transients can be related to a description in the frequency domain.

#### 5.7.1 Spectrum analyzer

The spectrum analyzer is the most common device used for frequency domain measurements. However, to be truly useful for measurement of the spectrum of a transient, the transient must be repeated frequently. Where the transient varies from one incident to another, the method gives data that must be interpreted in a statistical sense. Unless special precautions are taken, care is required in using a spectrum analyzer to avoid overloading its input circuits by transients of a broadband nature. Typically, this requires a tunable filter ahead of the first amplifier stage.

#### 5.7.2 C.I.S.P.R. receiver

The C.I.S.P.R. receiver provides a means of making frequency domain analysis, while, at the same time, giving time domain information. It has the same limitations as the spectrum analyzer with regard to transients of random nature. The C.I.S.P.R. receiver is only truly useful for repetitive transients. It has a relatively well defined bandwidth for each frequency range, and is tunable over the ranges 0.010 MHz to 0.150 MHz, 0.150 MHz to 30 MHz, and 30 MHz to 1 000 MHz. In each frequency range, the quasi-

chaque plage de fréquence, le circuit détecteur de quasi-crête a des valeurs données pour le temps de charge et de décharge qui font croître la réponse avec le taux de répétition, pour des transitoires d'une amplitude donnée. Certains récepteurs C.I.S.P.R. sont également munis de circuits détecteurs de pics et/ou de moyennes. Cet appareil constitue donc un moyen d'obtenir des informations dans l'espace temporel dans la bande de fréquences accordée.

### 5.7.2.1 Application particulière du récepteur C.I.S.P.R.

Cette application repose sur le fait que la valeur maximale de l'enveloppe du signal à fréquence intermédiaire dans le récepteur est directement proportionnelle à l'amplitude du spectre du transitoire à l'entrée du récepteur, à la fréquence d'analyse choisie pour le récepteur (voir annexe A). Il est, par ailleurs, possible d'effectuer des mesures en utilisant l'ensemble des appareils de mesure C.I.S.P.R., en se reportant aux indications fournies également dans l'annexe A. Ces dernières mesures sont qualifiées de «mesures pondérées de la tension».

Si les deux courbes des valeurs mesurées ont une forme analogue, l'émission d'énergie mesurée provient d'une seule source de bruit (cohérence); si elles ne se ressemblent pas, il y a plus d'une source de bruit en jeu.

En ce qui concerne les perturbations périodiques:

- a) s'il n'y a pas de raies spectrales discrètes, la fréquence de répétition est inférieure à la largeur de bande de l'appareil de mesure;
- b) s'il y a des raies spectrales discrètes, l'écart entre les raies spectrales est égal à la fréquence de répétition des perturbations ou à un multiple entier de cette fréquence, et il est supérieur à la largeur de bande de l'appareil de mesure. Pour une largeur de bande de 9 kHz, cela se produira rarement. Lorsqu'une série d'événements se produit durant la période d'analyse (1/bande passante), les valeurs spectrales de tous ces événements seront ajoutées.

Si les mesures indiquent qu'à la place d'un spectre continu, on a un spectre de raies, autrement dit un spectre où les réponses sont obtenues à des fréquences discrètes plutôt que de façon continue sur le spectre, alors l'instrumentation est étalonnée en fréquences d'ondes sinusoïdales appliquées à l'entrée. Dans le cas de spectres continus, l'ordonnée est étalonnée en volts secondes et dans le cas des spectres discrets, en volts. Pour les besoins de l'analyse, les pics de plusieurs composantes mesurées sont reliés par une droite qui représente alors l'enveloppe du spectre.

Il est possible de décrire le spectre fréquentiel des perturbations pour:

- a) évaluer la nature de l'influence des perturbations sur les systèmes ayant une bande de fréquences étroite;
- b) calculer l'action des perturbations au sein de la bande de fréquences couplée;
- c) mettre au point des méthodes servant à supprimer les perturbations.

La forme de l'enveloppe du spectre peut être estimée approximativement par les tangentes aux pentes 0,  $1/f$ ,  $1/f^2$  afin de connaître les paramètres des impulsions trapézoïdales équivalentes. Il existe généralement les relations suivantes:

- a) une chute brutale aux hautes fréquences:  
faible vitesse de montée, angles arrondis;
- b) un pic dominant (point de résonance):  
oscillation avec éventuellement des modulations complexes;

peak detector circuit has defined values of charge time and discharge time which causes the response, for transients of a given amplitude, to increase with repetition rate. Some C.I.S.P.R. receivers also contain peak and/or average detector circuits. Thus, this device provides one way of obtaining time domain information over the tuned frequency range.

#### 5.7.2.1 *Particular application of a C.I.S.P.R. receiver*

This application is based on the fact that the peak value of the envelope of the receiver IF signal is directly proportional to the spectrum amplitude of the transient at the input of the receiver, at the tuned frequency of that receiver (see Appendix A). In addition, measurements can be made using the complete C.I.S.P.R. measuring set, using an arrangement which is also described in Appendix A. Measurements made with the latter are called "weighted voltage measurements".

If both measured value curves are similar in shape, the measured emission arises from a single noise source (coherence); if they are not similar, there is more than one noise source responsible.

With reference to periodic interference, if there are:

- a) no discrete spectral lines, the repetition frequency is less than the bandwidth of the measuring set;
- b) discrete spectral lines, the separation of the spectral lines is equal to the repetition frequency of the interference or an integral multiple thereof and is greater than the bandwidth of the measuring set. For a 9 kHz bandwidth this will seldom occur. Where a series of events occur within the analyzing period ( $1/\text{bandwidth}$ ), the spectrum values of all these events will be added.

If the measurements show that rather than a continuous spectrum, one has a line spectrum, that is to say, one in which responses are obtained at discrete frequencies rather than continuously over the spectrum, then the instrumentation is calibrated in terms of sine wave frequencies impressed at the input. In the case of a continuous spectrum, the ordinate is calibrated in terms of volt seconds, and for discrete spectra, in volts. For the purpose of analysis, the peaks of the several measured components are connected by a line which then represents the envelope of the spectrum.

The frequency spectrum description of the interference can be used to:

- a) evaluate the nature of the influence of the interference on narrow-band systems;
- b) calculate the interference acting within the coupled frequency band;
- c) design methods of suppressing the interference.

The shape of the envelope curve of the spectrum can be approximated in its ranges through tangents with the slopes 0,  $1/f$ ,  $1/f^2$  in order to estimate the parameters of equivalent trapezoidal pulses. Generally, the following relationships exist:

- a) abrupt fall at high frequencies:  
small rate of rise, rounded edges;
- b) dominant peak (resonant point):  
oscillation possibly with complex modulation;

- c) un tracé parallèle à l'abscisse aux basses fréquences:  
couplage direct dans la gamme de fréquences mesurée;
- d) descente aux basses fréquences:  
couplage inductif/capacitif.

La relation entre les valeurs de mesures pondérées et non pondérées donne des indications sur la forme globale des perturbations, au-delà du temps d'observation de la largeur de bande de l'instrument de mesure:

- a) grande différence:  
un seul événement;
- b) faible différence:  
quelques événements comparables isolés; il peut s'agir d'un groupe d'impulsions ou d'une succession aperiodique d'impulsions;
- c) différence très faible ou nulle:  
perturbations périodiques ou persistantes.

En effectuant les mesures, il importe d'envisager chaque type de perturbation susceptible de se produire dans des conditions normales. Ces conditions de mesures sont obtenues en conditions de fonctionnement normales ou, s'il y a lieu, en augmentant artificiellement le taux de répétition.

### Mesures

Le montage d'essai sera protégé des perturbations émises par diverses sources locales ou par l'échantillon faisant l'objet des essais.

L'amplitude du spectre sera mesurée sur toute la plage de fréquences. Il est, par conséquent, conseillé de procéder aux mesures aux points de fréquence qui ont des espacements logarithmiques. Les amplitudes du spectre pondérées et non pondérées seront obtenues simultanément. Il faut choisir les fréquences de mesure de manière qu'elles ne soient pas harmoniques, pour éviter d'effectuer des mesures aux points zéro du spectre. Les fréquences de mesure suivantes sont recommandées:

15	25	40	60	100	kHz
150	250	400	600	1 000	kHz
1,5	2,5	4	6	10	MHz
15	25				MHz

Quand les fréquences de résonance ou des fréquences sélectives sont détectées, il faut procéder à des mesures supplémentaires au voisinage de ces fréquences particulières. Cela s'applique aussi, près des points zéro du spectre. A chaque fréquence de mesure, il faut prendre suffisamment d'échantillons pour être sûr de mesurer la valeur la plus élevée avec une probabilité suffisante.

### Evaluation

Les résultats des mesures sont enregistrés sur le diagramme amplitude-fréquence du spectre. Il faut prendre les résultats des mesures pondérées et ceux des mesures non pondérées. Si la différence entre les deux courbes est inférieure à 3 dB, il s'avère aussi nécessaire de procéder à une mesure normale des parasites de fréquences radio, conformément au C.I.S.P.R.

- c) plot parallel to abscissa at low frequencies:  
direct coupling in the measured frequency range;
- d) fall at low frequencies:  
inductive/capacitive coupling.

The relationship between the unweighted and weighted measuring values gives information about the total shape of the interference beyond the viewing time of the bandwidth of the measuring instrument:

- a) for a large difference:  
single event;
- b) for a small difference:  
some comparable single events succeed one another; can be a pulse group or a non-periodic sequence of pulses;
- c) low or no difference:  
periodic or lasting interference.

When carrying out the measurement it is necessary to consider every kind of interference which can occur under normal conditions. These measurement conditions are given by operating under normal conditions or, if necessary, with artificial increase of repetition rate.

#### *Measurement*

The test assembly shall be immune to interference emitted from various local sources or from the sample under test.

The spectrum amplitude shall be measured over the whole frequency range. Therefore it is advisable to measure at frequency points which have logarithmic spacings. The unweighted and weighted spectrum amplitudes shall be obtained at the same time. The measuring frequencies must be chosen so as to be non-harmonically related to avoid measuring at zero points of the spectrum. The following measuring frequencies are recommended:

15	25	40	60	100	kHz
150	250	400	600	1 000	kHz
1.5	2.5	4	6	10	MHz
15	25				MHz

Where resonant frequencies or selective frequencies are detected, there shall be an additional measurement near these special frequencies. This is also true near zero points of the spectrum. At each test frequency sufficient samples shall be taken to ensure sufficient probability of measuring the highest value.

#### *Evaluation*

The measurement results are recorded in the diagram of the spectrum amplitude vs. frequency. This is done with the results of the unweighted and weighted measurements. If the difference between the two curves is less than 3 dB, then it is also necessary to make a regular radio-frequency interference measurement according to C.I.S.P.R.

## 5.8 Dispositifs de coût modique

Ces techniques sont prévues pour détecter des courants d'une durée minimale de 10  $\mu$ s et des amplitudes généralement élevées.

### 5.8.1 Indicateurs magnétiques de courant de foudre

Ces indicateurs permettent de mesurer des courants d'amplitude élevée produits par des décharges de foudre (c'est-à-dire supérieurs à 1 000 A). Ils sont constitués de petits faisceaux de ruban en acier hautement coercitif ou de câbles en matériau fritté. Quand ils sont disposés perpendiculairement et à proximité de conducteurs droits porteurs de courant, ils se magnétisent, et on peut alors connaître la polarité et l'intensité du courant à partir du magnétisme résiduel dans l'indicateur magnétique.

### 5.8.2 Autres dispositifs magnétiques

En développant la technique inhérente aux indicateurs magnétiques, une autre méthode a été mise au point pour avoir une sensibilité accrue. Une bande magnétique (analogue à celles des magnétophones courants) ayant un signal préenregistré dessus est introduite dans l'axe d'une bobine où passe le courant à mesurer. Le solénoïde est conçu pour produire un flux maximal au centre de la bobine et un flux décroissant à ses extrémités. Quand le flux dépasse une certaine valeur, le signal préenregistré est effacé et c'est la longueur de bande qui est effacée qui indique l'amplitude maximale du courant. Il est possible de déplacer la bande à l'intérieur de la bobine pour connaître le moment de survenance.

## 6. Techniques de mesure

Dans cet article, l'accent est mis sur les difficultés qui surgissent en effectuant les mesures, du fait des composantes à fréquences élevées des transitoires. Pour cette raison, des éléments du montage peuvent rayonner et introduire des signaux erronés dans une autre partie du montage. Ainsi, quand le coefficient d'atténuation transitoire d'une alimentation est mesuré par injection de transitoires dans le réseau d'alimentation, en utilisant un générateur de pics, le conducteur de raccordement peut émettre un signal qui pourra se coupler dans l'appareil de mesures, à la sortie de l'alimentation. Il est possible de minimiser ce phénomène en ayant des conducteurs de raccordement de l'échantillon aussi courts que possible, par exemple de moins de 50 mm.

Par ailleurs, il faut un montage bien défini dans de nombreux cas pour:

- a) permettre à des expérimentateurs différents d'obtenir des résultats comparables;
- b) créer dans la mesure du possible une situation où les pires conditions sont réunies (cela est important pour les effets de couplage des boucles de terre).

Ce problème peut être résolu en plaçant tout le montage sur un grand plan de référence en métal. Ce plan en métal doit être utilisé, par exemple, quand les transitoires conduits par le réseau d'alimentation doivent être mesurés sur un système à deux conducteurs (sans conducteur de protection). Le plan sert alors de référence pour le transitoire mode commun (et il a aussi une influence sur la réjection en mode commun quand il faut mesurer des signaux en mode différentiel).

La référence [7] fournit un exemple d'utilisation du plan de référence. Tous les conducteurs doivent être aussi courts que possible.

## 5.8 *Special inexpensive devices*

These techniques are intended for the detection of current durations of at least 10  $\mu$ s and generally high amplitudes.

### 5.8.1 *Magnetic links*

Magnetic links provide a means of measuring high amplitude currents produced by lightning discharges (that is to say greater than 1 000 A). They consist of small bundles of highly coercive steel strips or wires made from sintered material. When installed at right angles to, and at a short distance from, current-carrying straight conductors they become magnetized and the polarity and magnitude of the current can be derived from the residual magnetism retained by the link.

### 5.8.2 *Other magnetic techniques*

As an extension of the magnetic link technique, another method has been devised to provide greater sensitivity. Magnetic tape (as used in a domestic tape recorder) with a pre-recorded signal on it, is inserted axially in a coil through which the current to be measured is passed. The coil winding is designed to produce a peak of flux in the centre of the coil and decreasing flux towards the ends. When the flux exceeds a certain value the pre-recorded signal is erased and the length of tape over which erasure occurs is an indication of the peak current amplitude. The tape may be moved through the coil so that information of time of occurrence can be obtained.

## 6. **Measurement techniques**

This clause outlines the measurement difficulties which arise because of the high frequency components of transients. Due to this, parts of the set-up may radiate and introduce error signals in another part of the set-up. For example, when the transient attenuation characteristic of a power supply is measured by injecting transients into the mains supply using a spike-generator the mains lead may radiate a signal which can couple into the measurement equipment at the output side of the power supply. This may be minimized by keeping the mains leads of the test sample as short as possible, for example, not more than 50 mm.

Furthermore, in many cases a well-defined set-up is needed, in order to:

- a) enable different experimenters to achieve comparable results;
- b) create, as far as possible, a worst case situation (this is of importance for ground-loop coupling effects).

Often this problem can be solved by placing the whole set-up on a large metal reference plane. This metal plane has to be used, for example, where mains-borne transients are to be measured on a two-wire mains system (without a protective conductor). The plane then serves as the reference for the common mode (CM) part of the transient (and also has its influence on the common mode rejection [CMR] when differential mode [DM] signals have to be measured).

An example of the use of the reference plane is given in reference [7]. All leads have to be kept as short as possible.

## 6.1 Mesure des transitoires conduits

### 6.1.1 Montage de base

Dans un circuit équivalent (voir figure 12, page 73), le transitoire devant être mesuré peut être caractérisé par une tension de circuit ouvert  $U_{tr}$  et une impédance interne  $Z_{tr}$ . Ensuite, il faut coupler d'une façon déterminée le transitoire, présent entre  $A$  et  $B$  (voir figure 12), à l'entrée  $G-H$  de l'appareil de mesure.

Par conséquent, le montage servant aux mesures comprendra généralement les éléments suivants (figure 12):

- a) réseau de couplage (CN);
- b) câble (CA);
- c) adaptateur (AD);
- d) appareil de mesure (MI);
- e) plan de référence (RP).

En outre, il faut prendre des mesures pour éviter que l'appareil ne reçoive des signaux indésirables.

### 6.1.2 Réseau de couplage

Les réseaux de couplage remplissent en principe trois fonctions:

- a) ils donnent une charge déterminée à la source du transitoire qui est caractérisée par  $U_{tr}$  et  $Z_{tr}$ . Dans le cas des lignes de tension, l'impédance interne  $Z_{tr}$  est une fonction de l'impédance d'entrée des appareils branchés aux lignes. L'annexe B donne la valeur de l'impédance d'entrée pour des appareils caractéristiques;
- b) ils transforment le signal d'arrivée en un niveau acceptable pour l'appareil de mesures;
- c) ils produisent un signal de sortie à un niveau d'impédance qui correspond à l'impédance caractéristique du câble.

#### 6.1.2.1 L'impédance de la charge

Les caractéristiques d'impédance du réseau de couplage sont choisies en fonction des objectifs de mesure. A titre d'exemple, une impédance de  $150 \Omega$  ou  $50 \Omega$  en parallèle avec ( $50 \mu\text{H} + 5 \Omega$ ) peut être choisie pour mesurer les émissions conduites par les lignes de puissance [7]. Dans les essais d'immunité où un simulateur de transitoires ayant une impédance bien définie est branché sur le dispositif soumis aux essais, les transitoires appliqués sur cet appareil peuvent être surveillés par un réseau de couplage ayant une impédance relativement élevée, afin de ne pas affecter les essais d'immunité. Si un transitoire doit être caractérisé pour définir des niveaux d'immunité,  $U_{tr}$  (figure 12) a une grande importance et l'impédance de charge peut être choisie en rapport avec  $Z_{tr}$ .

En construisant un réseau de couplage, il faut prendre en considération les points suivants:

- a) Une grande bande de fréquences est couverte par le spectre du transitoire. Non seulement les hautes fréquences ont leur importance en raison des propriétés parasites des composantes dans le réseau de couplage, mais également les basses fréquences comme les fréquences de ligne, puisque l'on a besoin de supprimer les fréquences de ligne de l'onde mesurée.

## 6.1 Measurement of conducted transients

### 6.1.1 Basic set-up

In an equivalent circuit (see Figure 12, page 73), the transient to be measured can be characterized by an open circuit voltage  $U_{tr}$  and an internal impedance  $Z_{tr}$ . Then the transient, present between  $A$  and  $B$  (see Figure 12) has to be coupled in a well-defined way to the input  $G-H$  of the measuring instrument.

Therefore, the measuring set-up will, in general, consist of the following parts (Figure 12):

- a) coupling network (CN);
- b) cable (CA);
- c) adaptor (AD);
- d) measuring instrument (MI);
- e) reference plane (RP).

Furthermore, measures have to be taken in order to prevent the instrument from receiving unwanted signals.

### 6.1.2 Coupling network

In principle, the coupling network fulfils three functions:

- a) it presents a defined load to the transient source, characterized by  $U_{tr}$  and  $Z_{tr}$ . In the case of power lines, the internal impedance  $Z_{tr}$  is dependent upon the input impedance of equipment connected to them. Appendix B gives value of input impedance for typical equipment;
- b) it transforms the incoming signal to a level acceptable to the measuring instrument;
- c) it provides an output signal at an impedance level which matches the characteristic impedance of the cable.

#### 6.1.2.1 The load impedance

The choice of the impedance-characteristics of the coupling network is dependent upon the purpose of the measurement. For example, for power line conducted emission measurements, an impedance of  $150 \Omega$  or  $50 \Omega$  in parallel with  $(50 \mu\text{H} + 5 \Omega)$ , may be chosen [7]. In immunity tests, where a transient simulator with well-defined internal impedance is connected to the device under test, the transients applied should be monitored by a relatively high-impedance coupling network (CN) in order not to affect the immunity test. If a transient has to be characterized in order to set immunity levels,  $U_{tr}$  (Figure 12) is of importance and the input impedance of CN shall be chosen in relation to  $Z_{tr}$ .

When constructing a coupling network the following points have to be taken into account:

- a) A large range of frequencies is covered by the spectrum of the transients. Not only are high frequencies important because of the parasitic properties of the components in the coupling network, but the low frequencies such as the line frequency are of relevance because of the need to suppress the line frequency from the measured wave.

- b) Les composants passifs doivent avoir une qualité telle que leur impédance soit maintenue durant le transitoire; par exemple, dans les résistances bobinées, une rupture peut se produire au sein du bobinage de sorte que le courant circule selon un trajet dont l'impédance est inconnue.
- c) Il faut prêter attention à la qualité du blindage des connecteurs utilisés pour le réseau de couplage. A ce propos, le connecteur du câble de sortie a une importance particulière (voir également paragraphe 6.1.3).
- d) Le réseau de couplage doit être protégé pour éviter que ne varie la valeur des capacités entre les composants du réseau de couplage. De plus, la protection doit empêcher que des rayonnements n'atteignent le système de mesure.
- e) Pour les réseaux de couplage qui sont conçus pour mesurer les signaux en mode différentiel, il faut prêter attention au facteur de réjection en mode commun du réseau de couplage, sur toute la gamme de fréquences. La réjection en mode commun peut être supérieure à celle des appareils de mesure.
- f) Les réseaux de couplage ayant deux entrées (ou plus) doivent avoir une bonne isolation entre les différentes entrées.
- g) Il faut faire attention aux risques de chocs électriques, et notamment au débranchement accidentel du conducteur de protection. Par ailleurs, le courant du secteur circulant dans le réseau de couplage peut déclencher les disjoncteurs différentiels et aussi créer des problèmes de dissipation d'énergie.
- h) Dans le cas des réseaux de couplage actifs, il faut une protection suffisante contre les surcharges et les intermodulations.

#### 6.1.2.2 Transformation et adaptation

L'amplitude du transitoire peut être si grande qu'il peut se produire une surcharge à l'entrée de l'instrument de mesure. Un atténuateur est par conséquent nécessaire. Il est en outre souhaitable que l'impédance de sortie du réseau de couplage soit adaptée à la caractéristique d'impédance du câble, pour être sûr que les signaux soient transmis sans réflexion.

Les propriétés de transfert qu'il faut choisir pour le réseau de couplage sont déterminées par le paramètre principal du transitoire en cause et par la gamme d'amplification de l'appareil de mesure adapté. En ce qui concerne la fréquence du secteur, on a généralement le choix entre trois types de réseau:

- a) un réseau qui passe toutes les fréquences (pas de réjection de la fréquence d'alimentation);
- b) un réseau passe-haut (réjection de toutes les fréquences inférieures à la fréquence de seuil); ou
- c) un réseau de réjection de la fréquence d'alimentation.

Si l'on utilise, par exemple, un analyseur de spectre, la tension du secteur peut être filtrée par un réseau RC, quand la fréquence la plus basse considérée est suffisamment supérieure à  $1/RC$ . Toutefois, si un instrument de mesure des valeurs de crête sert à déterminer l'amplitude maximale (dans le domaine temporel) de la tension du transitoire, le réseau RC peut engendrer des erreurs de mesure, en raison du décalage de phase et de l'atténuation des composantes basses fréquences.

En haute fréquence, il faut veiller aux éléments parasites de la sonde. Par exemple, la capacité parasite d'entrée peut déterminer la vitesse maximale de montée pouvant être

- b) The quality of the passive components must be such that the impedance is maintained during the transient. For example, in wire-wound resistors, breakdown can occur within the windings so that the current flows over a path where the impedance is unknown.
- c) Attention should be paid to the shielding quality of the connectors used for the coupling network. In particular, the connector for the output cable is important (see also Sub-clause 6.1.3).
- d) The coupling network must be shielded in order to avoid variation of the value of the capacitances between the components of the coupling network. Moreover, the shielding must prevent radiation into the measuring system.
- e) For coupling networks which are designed to measure differential-mode signals, attention must be paid to the common-mode rejection factor of the coupling network over the entire frequency range. The common-mode rejection must be greater than that of the measuring instruments.
- f) Coupling networks having two (or more) inputs must have sufficient isolation between the various inputs.
- g) Attention must be paid to possible shock hazards, including possible accidental disconnection of the protective conductor. Furthermore, the mains current through the coupling network may cause earth-leakage circuit-breakers to operate and also power-dissipation problems.
- h) In the case of active coupling networks, there should be sufficient protection against overload and intermodulation.

#### 6.1.2.2 *Transformation and adaptation*

The amplitude of the transient may be so large that overloading of the input of the measuring instrument can occur. Therefore, an attenuator is required. Furthermore, it is desirable for the output impedance of the coupling network to match the characteristic impedance of the cable in order to ensure reflection-free signal transmission.

The transfer properties to be chosen for the coupling network are determined by the main parameter of the transient of interest and by the dynamic range of the appropriate measuring instrument. With respect to the mains frequency, one usually has a choice of three types of network:

- a) an all-pass network (no supply frequency rejection);
- b) a high-pass network (rejection of all frequencies below the "cut-off" frequency); or
- c) a supply frequency rejection network.

For example, if a spectrum analyzer is used, the mains voltage can be filtered out by a CR network when the lowest frequency of interest is sufficiently greater than  $1/CR$ . However, if a peak-hold instrument is used to determine the maximum amplitude (in the time domain) of the transient voltage, the CR network may cause measuring errors because of phase shift and attenuation of the low frequency components.

At high frequencies, attention shall be paid to the parasitic elements in the probe. For example, the input parasitic capacitance may determine the maximum rate of rise which

mesurée. Des inductances parasites du conducteur peuvent également influencer la partie hautes fréquences de la caractéristique de transfert de la sonde. Il faut en général réduire au minimum les connexions des résistances et des condensateurs, et il faut utiliser des connecteurs à faible inductance. Les effets inductifs résiduels peuvent être compensés dans une certaine mesure par de petits condensateurs réglables.

Pour ce qui est de l'adaptateur de la sonde qui adapte le signal à l'impédance du câble, il faut veiller à ce qu'une éventuelle inadéquation de la charge et de la sonde (câble + deuxième adaptateur + appareil de mesure) n'influence que légèrement les caractéristiques d'entrée.

### 6.1.2.3 Essais de la sonde

Les divers aspects des essais de sonde sont illustrés par un exemple où la sonde de mesure relie simultanément le neutre et le conducteur de protection, et la phase et le conducteur de protection. On considère le cas d'une sonde à deux entrées, pouvant être branchée directement sur une prise murale (voir figure 15, page 74, et annexe C).

#### a) Appareil servant à essayer la sonde (figure 13, page 73)

Comme la sonde est conçue pour effectuer des mesures sur une prise murale, l'appareil servant à essayer la sonde comprend une prise (montée sur un côté d'une boîte métallique), un réseau de couplage, des interrupteurs et une entrée pour un connecteur BNC. Le circuit schématique de l'appareil est représenté sur la figure 14, page 74. Comme on peut le voir sur la figure 13, quatre compartiments sont construits: il y a un blindage (écran) pour la phase et le neutre, et entre les interrupteurs. Avec ces interrupteurs, les transitoires et les signaux sinusoïdaux peuvent être reliés à la sortie du neutre ou d'une phase, ou aux deux sorties ensemble, de sorte que divers modes de propagation peuvent être simulés.

L'appareil servant à essayer la sonde a les propriétés suivantes:

- bande de fréquences du continu jusqu'à 100 MHz;
- atténuation entrée-sortie (entre le branchement phase ou neutre et conducteur de protection):  $26,2 \pm 0,2$  dB;
- erreur maximale de phase entre les deux sorties de la prise:  $2^\circ$ ;
- erreur maximale d'amplitude entre les deux sorties: 0,2 dB;
- diaphonie entre les deux sorties:  $< -50$  dB;
- impédance d'entrée:  $48 \Omega$  à  $53 \Omega$ , selon la position des interrupteurs;
- impédance de sortie:  $45 \Omega$  à  $48 \Omega$ , selon la position des interrupteurs.

#### b) Impédance d'entrée

L'impédance d'entrée est déterminée avec les sorties de la sonde qui sont chargées avec l'impédance utilisée dans le dispositif de mesure. Dans de nombreux cas, l'impédance de charge sera égale à  $50 \Omega$ .

En ce qui concerne la sonde représentée sur les figures 15 et 16, pages 74 et 75, l'impédance d'entrée est de  $6 \text{ k}\Omega$  sur toute la bande de fréquences allant du continu à 100 MHz.

#### c) Impédance de sortie

Puisque l'impédance interne de la source du transitoire à mesurer sera inconnue, le réseau dans la sonde sera conçu de telle manière que l'impédance de sortie de la

can be measured. Also parasitic wire inductances may influence the high-frequency part of the probe transfer characteristic. In general, all leads of resistors and capacitors have to be reduced to a minimum length, and special low-inductance connections have to be used. To some extent, remaining inductive effects can be compensated by using small trimming capacitors.

For the adaptor part of the probe, which adapts the signal to the impedance of the cable, care should be taken that any possible mismatch of the load with the probe (cable plus second adaptor plus measuring instrument), influences the input characteristics to a limited extent only.

### 6.1.2.3 Probe testing

The various aspects of probe testing are illustrated for an example of a monitoring probe used for simultaneous connection between neutral and protective conductor and between phase and protective conductor. A probe, having two inputs which can be put directly into a wall-socket is considered (see Figure 15, page 74, and Appendix C).

#### a) The probe-testing unit (Figure 13, page 73)

Since the probe is designed for measurements on a wall-socket, the probe-testing unit consists of a socket (mounted on a side of a metal box) coupling network, switches, and a BNC-conductor input. The circuit diagram of the unit is shown in Figure 14, page 74). As can be seen in Figure 13, four compartments are used in order to provide screening (shielding) between phase and neutral, and of the switches. By means of the switches the injected transient or sine wave signal can be connected to either the neutral or to phase output, or to both outputs together, so that various propagation modes can be simulated.

The probe-testing unit has the following properties:

- frequency range: d.c. up to 100 MHz;
- attenuation input-output (between either phase or neutral and protection conductor connection):  $26.2 \pm 0.2$  dB;
- maximum phase-error between the two outputs on the socket:  $2^\circ$ ;
- maximum amplitude-error between the two outputs: 0.2 dB;
- cross-talk between the two outputs:  $< -50$  dB;
- input impedance:  $48 \Omega$  to  $53 \Omega$ , depending on switch positions;
- output impedance:  $45 \Omega$  to  $48 \Omega$ , depending on switch positions.

#### b) Input impedance

The input impedance shall be determined with the outputs of the probe loaded with the impedance used in the measuring set-up. In many cases the load impedance shall be  $50 \Omega$ .

For the probe shown in Figures 15 and 16, pages 74 and 75, the input impedance is  $6 \text{ k}\Omega$  over the range d.c. to 100 MHz.

#### c) Output impedance

Since the internal impedance of the transient source to be measured will be unknown, the network in the probe shall be designed in such a way that the output impedance

sonde soit déterminée principalement par le réseau. Par ailleurs, l'entrée de la sonde est chargée avec une certaine impédance. Dans le cas de l'appareil utilisé pour essayer la sonde (voir *a*)), cette impédance est d'environ  $50 \Omega$ . En principe, la sonde est conçue pour que l'impédance de sortie soit indépendante de l'impédance d'entrée. En fait, l'impédance de sortie a une valeur plus ou moins égale à la valeur moyenne du module de l'impédance du secteur, aux fréquences radio.

En ce qui concerne la sonde représentée sur les figures 15 et 16, pages 74 et 75, l'impédance de sortie est de  $49 \Omega$ , et la bande de fréquences est comprise entre 0 et 100 MHz.

Comme on le constatera, l'impédance de sortie de la sonde et de l'appareil, servant à essayer la sonde, n'est pas exactement de  $50 \Omega$  (voir *a*)). Ceci est dû au fait que les résistances à faible inductance n'existent que pour certaines valeurs de résistances. Elles ont été choisies en raison de leur réponse de transfert plate, et les petits écarts autour de  $50 \Omega$  sont acceptables.

*d) Fonction de transfert*

La fonction de transfert est le rapport de la tension de sortie à la tension d'entrée, l'entrée et la sortie étant chargées comme cela est indiqué en *a*) et *c*).

La fonction de transfert sera déterminée pour l'amplitude aussi bien que pour la phase. La fonction de transfert sera plate pour une marge donnée, sur la gamme de fréquences considérée, tandis que le décalage de phase entre l'entrée et la sortie sera nul dans le cas idéal et inférieur dans la pratique à une (faible) valeur déterminée au préalable.

En utilisant l'appareil permettant d'essayer la sonde de mesure décrit en *a*) et la sonde de mesure représentée sur les figures 15 et 16, la tension de sortie est de  $48,2 \pm 0,2$  dB inférieure à la tension d'entrée de la sonde (et non de l'appareil), en raison de la perte par insertion des deux sondes montées en série, alors que le déphasage entre l'entrée de l'appareil servant à essayer la sonde et la sortie de la sonde elle-même ne dépasse pas  $5^\circ$ .

*e) Isolation entre le neutre et la phase*

Si un transitoire est présent seulement entre la phase et le conducteur de protection (cas idéal), on ne devrait mesurer aucun signal à la sortie du neutre vers le conducteur de protection. Il est possible de s'en assurer avec l'appareil décrit en *a*), en envoyant un signal seulement dans la phase de la sonde, en actionnant l'interrupteur correspondant sur l'appareil. Ensuite, le signal venant de la sortie du neutre est mesuré (et vice versa). Le dernier signal sera atténué d'au moins 40 dB. En un seul cas, une valeur supérieure à 50 dB a été mesurée sur la bande de fréquences 0 à 100 MHz.

*f) Réjection en mode commun*

La réjection en mode commun a une grande importance quand il faut mesurer des transitoires entre la phase et le neutre (transitoires en mode différentiel). Cette propriété peut être déterminée en envoyant le même signal sur l'entrée de la phase et l'entrée du neutre (toutes les deux relativement au conducteur de protection). On mesure ensuite le signal en mode différentiel entre la sortie de la phase et du neutre. Dans le cas de figure idéal, une tension nulle est mesurée, mais une différence de 40 dB par rapport à la tension entre le neutre ou la phase et le conducteur de protection doit être considérée comme suffisante.

En un seul cas, une valeur supérieure à 40 dB a été mesurée, sur toute la bande de fréquences 0 à 100 MHz. Cette valeur est déterminée par la précision des valeurs de résistances réellement utilisées.

of the probe is predominantly determined by this network. In addition, the input of the probe is loaded with some impedance. In the case of the probe-testing unit, (see *a*)), this impedance is about  $50\ \Omega$ . In principle, the probe shall be designed such that the output impedance is independent of the input impedance. The latter value is also more or less an average value of the modulus of the mains impedance at radio frequencies.

For the probe shown in Figures 15 and 16, pages 74 and 75, the output impedance is  $49\ \Omega$ , and the frequency range is 0 to 100 MHz.

As will be noted, the output impedance of the probe and the probe-testing unit is not exactly  $50\ \Omega$  (see *a*)). This is due to the fact that the low-inductance resistors used are only available in certain resistance values. These have been chosen because of their flat transfer characteristics and the small deviations from  $50\ \Omega$  are acceptable.

*d) Transfer function*

The transfer function is the ratio of the output voltage to the input voltage, with input and output loaded as given in *a*) and *c*).

The transfer function shall be determined for the amplitude as well as for the phase. The amplitude transfer function shall be flat within a given margin over the frequency range to be considered, while the phase shift from input to output shall be zero in the ideal case and smaller than a pre-determined (small) value in practice.

Using the probe-testing unit described in *a*), and the monitoring probe shown in Figures 15 and 16, the output voltage is  $48.2 \pm 0.2$  dB lower than the input voltage of the probe (not of the unit), due to the insertion loss of both probes in series, while the phase angle between input of the probe-testing unit and the probe output does not exceed  $5^\circ$ .

*e) Isolation between neutral and phase*

If a transient is present between phase and protective conductor only (idealized case) then no signal should be measured on the output of the neutral to protective conductor. This can be tested by using the probe testing unit, described in *a*), by putting a signal to the phase part of the probe only, using the appropriate switch on the unit. Then the signal coming from the neutral output is measured (and vice versa). The latter signal shall be 40 dB down at least. In one case >50 dB has been measured over the frequency range 0 to 100 MHz.

*f) Common mode rejection (CMR)*

The CMR is of importance when transients between phase and neutral (differential mode transients) are to be measured. This property can be tested by putting the same signal on the phase input and the neutral input (both with respect to the protective conductor). Then the differential mode signal between the phase and neutral output is measured. In the ideal case, zero voltage should be measured, but it is expected that 40 dB down with respect to the voltage between either neutral or phase and the protective conductor will be sufficient.

In one case >40 dB has been measured over the frequency range 0 to 100 MHz. This value is determined by the accuracy of the actual resistance values used.

Il convient de remarquer qu'en général les sondes à une entrée disponibles sur le marché, qui ont une fiche pour la prise et un cordon avec un raccord à pince devant être attaché au conducteur de protection, ont une assez faible réjection en mode commun et une fonction de transfert indéfinie pour les transitoires, due à la longueur des conducteurs.

*g) Blindage*

Il est important que les signaux qui rayonnent en permanence ou qui accompagnent le transitoire ne se couplent pas dans le circuit de la sonde, et notamment dans la sortie de la sonde où le transitoire à mesurer est généralement ramené à un niveau relativement bas. Cela est également vrai quand des systèmes actifs sont utilisés dans la sonde (voir *h*)).

Jusqu'à présent aucune mesure de l'efficacité du blindage n'a été faite sur la sonde décrite, puisque la boîte métallique est censée fournir un blindage correct.

*h) Surcharge, distorsion*

Quand on utilise des systèmes actifs, il faut procéder à des essais pour déterminer à quel niveau commence l'atténuation du gain et si la distorsion joue un rôle. Cela peut souvent être vérifié en plaçant un atténuateur, mettons de 6 dB, entre l'entrée de la sonde et la source (du transitoire). Le niveau de sortie doit être inférieur de 6 dB, sur toute la bande de fréquences étudiée. (L'atténuateur aura une réponse plate sur la plage de fréquence.)

En outre, la sonde active sera soumise à des essais pour déceler un mauvais fonctionnement des systèmes actifs induit par des fréquences radioélectriques (parfois appelé phénomène de redressement dans le domaine audio). Pour ce faire, on applique des signaux transmis par fréquences radio à l'entrée de la sonde, par exemple de 3 V sur une bande de fréquences montant jusqu'à au moins 200 MHz, ou on emploie des tensions à une fréquence qui a été obtenue expérimentalement par détermination de l'environnement électromagnétique. Ces mesures sont effectuées quand on sait qu'à proximité se trouvent des émetteurs de fréquences radioélectriques.

6.1.3 *Le câble*

Pour que le signal se propage sans distorsion, il faut utiliser un câble ayant une impédance caractéristique et une constante de propagation bien définies. Si l'entrée des appareils de mesure est bien équilibrée, une paire de câbles coaxiaux équilibrés ou un câble vidéo devraient être utilisés.

Pour les signaux déséquilibrés un câble blindé triaxial présente certains avantages par rapport à un seul câble coaxial. L'inconvénient du câble coaxial est que son conducteur externe fait partie du circuit du signal utile. Par conséquent, ces câbles sont sensibles aux courants de terre, aussi bien qu'au couplage par induction mutuelle entre câbles. Les câbles coaxiaux sont énumérés ci-dessous par ordre décroissant de sensibilité au couplage de signaux non voulus:

- a) coaxial à une tresse;
- b) coaxial à double tresse;
- c) coaxial en feuille;
- d)  $\mu$ -métal entre deux tresses («super-écran»);
- e) coaxial (semi) rigide.

It should be noted that in general commercially available single-probes, which have one plug to be put in the socket and a wire with clamp connector to be attached to the protective conductor, have a rather poor CMR and an undefined transfer function for transients because of this "long-wire" construction.

*g) Shielding (screening)*

It is of importance that radiated signals, either present permanently or those accompanying the transient, do not couple into the probe circuit, in particular not into the output part of the probe, where, in general, the transient to be measured has been reduced to a relatively low level. This is also of importance where active devices are used in the probe (see *h*)).

Up to now, no shielding tests have been carried out on the probe described here, since the complete metal case is expected to provide adequate shielding.

*h) Overload, distortion*

Where active devices are used, tests shall be made to determine at which level gain-compression starts and whether distortion plays a role. Often this can be verified by putting an attenuator, for example, 6 dB, between probe input and (transient) source. Then the output level shall be 6 dB lower over the whole frequency range of interest. (The attenuator used shall have a flat characteristic over this frequency range.)

In addition, the active device probe shall be tested for RF-induced malfunctioning of the active devices (sometimes called audio-rectification). This can be verified by applying RF conducted signals to the probe input, for example, 3 V over a frequency range up to at least 200 MHz, or using voltages at a frequency which has been found from measurements of the electromagnetic environment. These measurements shall be carried out when it is known that nearby RF transmitters are present.

### 6.1.3 *The cable*

In order to have a distortion-free signal propagation, a cable with a well-defined characteristic impedance and propagation constant should be used. With a well-balanced input of measuring instruments, a balanced pair of coaxial cables or a video pair cable should be used.

For unbalanced signals, a shielded triaxial cable has certain advantages over a single coaxial cable. A drawback of a coaxial cable is that its outer conductor is part of the wanted signal circuit. Hence, these cables are sensitive to earth currents as well as to mutual inductance coupling between separate cable lengths. The following types of coaxial cables are listed in order of decreasing sensitivity for unwanted signal coupling:

- a) single-braided coaxial;*
- b) double-braided coaxial;*
- c) foil coaxial;*
- d)  $\mu$ -metal tape between two braids ("superscreened");*
- e) (semi-) rigid coaxial.*

Il existe également la possibilité d'utiliser des câbles triaxiaux. Mais, en pratique, ces câbles posent souvent des problèmes quand des ondes stationnaires se produisent dans le diélectrique séparant les deux blindages.

Si la longueur du câble est supérieure à  $\lambda/4$ , où  $\lambda$  correspond à la fréquence perturbatrice la plus élevée, des effets d'ondes stationnaires peuvent se produire le long du blindage du câble, ce qui accroît le couplage des signaux perturbateurs. Pour réduire ces effets, le câble doit être posé aussi près que possible du plan de référence, et des raccordements multipoints entre le câble et le plan de référence peuvent être nécessaires dans certains cas. La dispersion est un autre effet qui est accentué par la longueur du câble. La longueur utilisable est donc limitée par la distorsion admissible de la forme d'onde du signal.

De la ferrite et des matériaux absorbants peuvent être placés tout autour du câble. La ferrite augmente l'inductance de la boucle perturbatrice, et les matériaux absorbants accroissent les pertes. Ces différents matériaux réduisent le courant perturbateur dans la boucle de terre des câbles, ayant en général un montage en étoile.

Il est à remarquer que l'efficacité d'écran d'un câble de haute qualité est annihilée quand des connecteurs de qualité insuffisante sont utilisés. Il est parfois judicieux d'avoir recours à des techniques de transmission par fibres optiques.

#### 6.1.4 *L'adaptateur*

L'adaptateur (AD sur la figure 12, page 73) reliant le câble et l'instrument de mesure est parfois nécessaire pour faire concorder l'impédance d'entrée de l'instrument de mesure avec l'impédance caractéristique du câble. Ainsi, un voltmètre à mémoire mesurant les valeurs de crête peut avoir une résistance d'entrée (en parallèle avec une capacité) de 1 M $\Omega$ . En outre, l'adaptateur peut remplir une fonction d'atténuation. Il faut utiliser des connecteurs à vis de bonne qualité (faible transfert d'impédance superficielle).

#### 6.1.5 *L'instrument de mesure*

Le choix de l'instrument de mesure est déterminé pour une bonne part par le principal paramètre du transitoire recherché (voir article 2). Les instruments à utiliser pour mesurer les transitoires doivent avoir une immunité suffisante contre les bruits de l'environnement, pour éviter que le montage ne fonctionne mal. Ce mauvais fonctionnement peut se traduire par une panne complète, une déformation de l'enregistrement ou un mauvais enregistrement si un bruit provoque un déclenchement intempestif. Il faut accorder de l'importance à l'immunité de l'instrument contre les signaux indésirables, et notamment contre les signaux se propageant par rayonnement dans l'instrument par les panneaux de mesure, et aussi contre les signaux pénétrant par conduction dans l'instrument par les conducteurs de raccordement au réseau et les câbles auxiliaires. Dans de nombreux cas, on préfère utiliser un instrument fonctionnant sur batterie pour réduire le couplage par la boucle de terre (voir paragraphe 6.1.6). Une méthode efficace consiste à placer tout l'instrument de mesure dans une enceinte blindée qui réduira ou éliminera à la fois le couplage par rayonnement et par courant de terre.

Si l'instrument peut traiter des signaux en mode différentiel, il est préférable de vérifier la réjection en mode commun de l'instrument de mesure sur toute la bande de fréquences étudiée.

#### 6.1.6 *Plan de référence*

Pour effectuer des mesures bien définies et reproductibles, notamment pour le couplage par la boucle de terre, il est nécessaire de créer un plan de référence déterminé avec

There is also the possibility of using triaxial cables. However, in practice, these cables often cause problems due to standing waves in the dielectric between the two shields.

If the length of the cable exceeds  $\lambda/4$ , where  $\lambda$  corresponds to the highest interference frequency involved, standing wave effects along the cable shield may occur, thus increasing the coupling of interference signals. To reduce this effect, the cable should run as close as possible to the reference plane and in some cases multipoint connections from the cable shield to reference plane may be necessary. Another effect which increases with the length is the dispersion. The usable length is limited by the permissible waveform distortion of the signal.

Ferrite and absorbing materials can be placed around the cable. Ferrite increases the inductance of the interference loop; absorbing material increases the losses. These materials reduce the interference current in the cable ground loop, typical of star connections among equipment.

It should be noted that the high screening efficiency of a cable can be nullified when poor quality connectors are used. In some cases, optical fibre transmission techniques can be used with advantage.

#### 6.1.4 *The adaptor*

The adaptor (AD in Figure 12, page 73) between the cable and the measuring instrument is, in some cases, needed to match the input impedance of the measuring instrument to the characteristic impedance of the cable. For example, a peak-value memory voltmeter may have an input resistance (in parallel with some capacitance) of 1 M $\Omega$ . In addition, the adaptor can include an attenuator. Good quality screw-type connectors (low surface transfer impedance) should be used throughout.

#### 6.1.5 *The measuring instrument*

The choice of measuring instrument is largely determined by the main transient parameter of interest (see Clause 2). Instruments to be used in transient measurement set-ups shall have sufficient immunity to ambient noise to prevent malfunctioning of the set-up. This malfunctioning can be a complete breakdown, a distorted record, or a false record if noise causes false triggering. The immunity of the instrument to unwanted signals, such as radiated signals entering the instrument via panel meters, and to conducted signals entering the instrument via the mains leads and auxiliary cables, is important. In many cases, the use of a battery-operated instrument is preferred in order to reduce ground loop coupling (see Sub-clause 6.1.6). An effective procedure is to place the measuring equipment entirely within a screened enclosure which will reduce or eliminate both radiated and earth current coupling to the instrument.

If the instrument is suitable for measuring differential-mode signals, the CMR of the instrument should be checked over the whole frequency range of interest.

#### 6.1.6 *The reference plane*

In order to make well-defined and reproducible measurements, in particular with respect to ground loop coupling, it is necessary to create a well-defined reference plane.

précision. On peut, par exemple, utiliser une plaque métallique suffisamment grande pour recevoir tout le dispositif de mesure. L'écran de la sonde doit être relié à cette plaque métallique servant de plan de référence, par l'intermédiaire d'un conducteur court. Ce dernier constitue le seul raccord galvanique de l'instrument de mesure au plan de référence, excepté quand l'instrument de mesure est branché sur le secteur et n'a pas de transformateur à faible capacité. Dans ce dernier cas, l'instrument est branché sur le secteur sans utiliser le conducteur de protection, et la phase et le neutre entrent dans l'instrument par le filtre LC (la self étant du côté du secteur), le condensateur étant branché sur le plan de référence. Le plan de référence peut être relié au conducteur de protection, au point où la sonde est raccordée au plan.

#### 6.1.7 *Utilisation de la cage de Faraday*

Si l'instrument de mesure est sensible au bruit ambiant ou aux rayonnements dus à la source de transitoire elle-même, il doit être installé à l'intérieur d'une enceinte faisant écran de manière convenable. Les précautions suivantes seront observées:

- a) Tous les conducteurs pénétrant l'enceinte devront être filtrés et blindés correctement. Le blindage le plus à l'extérieur des câbles coaxiaux devra être relié à la paroi de l'enceinte.
- b) Une attention spéciale sera portée aux portes et autres ouvertures de l'enceinte.
- c) Afin de réduire la possibilité d'électrocution, l'alimentation électrique de l'enceinte se fera par l'intermédiaire d'un transformateur de séparation des circuits.

#### 6.1.8 *Boucle de courant par la terre*

Les courants de bouclage par la terre ne sont pas toujours une cause d'erreurs; néanmoins, des mesures préventives seront adoptées si nécessaire. Ces mesures seront les suivantes:

- a) Utilisation d'un transformateur dans l'alimentation de l'instrument; cela est particulièrement efficace aux basses fréquences.
- b) Utilisation de selfs de chocs en mode commun, par enroulement du câble autour de matériaux ferromagnétiques; cela est particulièrement efficace aux hautes fréquences.
- c) Dérivation des courants de bouclage de terre vers un plan de référence, par liaison directe ou par l'intermédiaire de condensateurs situés à des endroits appropriés.
- d) Par une implantation soignée des terres de chaque carte de circuit imprimé avec un isolement approprié entre les cartes.

#### 6.1.9 *Evaluation du système servant aux essais*

L'évaluation du système peut se faire au départ en utilisant des signaux d'ondes sinusoïdales sur la bande de fréquences considérée, y compris la fréquence perturbatrice, même si celles-ci dépassent la largeur de bande théorique. La réponse du transitoire doit faire l'objet d'essais avec la forme d'onde de l'impulsion appropriée, sur toute la gamme d'amplification, et les caractéristiques de surcharge doivent aussi être déterminées.

La réjection en mode commun du système devra être essayée en faisant un court-circuit à l'entrée de la sonde et en branchant ce point (si possible) tour à tour aux extrémités du point chaud et à la référence de terre locale.

Le transitoire devra être provoqué ou, en variante, une simulation appropriée du transitoire pourra servir à contrôler la réponse du système.

For example, a metal plate large enough to contain the complete measuring set-up should be used. The shield of the probe should be connected via a short lead to the metal plate reference plane. This should be the only galvanic connection of the measuring set-up to that plane except where the measuring instrument (where this does not have a low-capacitance transformer) is connected to the mains. For this example, the instrument is connected to the mains without using the protective conductor, while the neutral and the phase enter the instrument via an LC filter (L to the mains-side) and the capacitor is connected to the reference plane. The reference plane can be connected to the protective conductor at the point where the probe is connected to the plane.

#### 6.1.7 *Use of Faraday cage*

If the measuring instrument is susceptible to ambient noise or radiation from the transient source itself, the instrument shall be installed in a suitable screened enclosure. The following precautions should be observed:

- a) All leads which penetrate the enclosure wall shall be suitably filtered and shielded. The outermost conductor of coaxial cables shall be bonded to the wall.
- b) Special attention shall be paid to doors or other apertures of the enclosure.
- c) To reduce the possibility of shock hazard, power should be fed to the room through an isolating transformer.

#### 6.1.8 *Ground loop current*

Ground loop currents do not always cause errors; therefore preventive measures should only be adopted where necessary. The measures include the following:

- a) Use of a transformer in the instrument power supply; this is particularly effective at low frequencies.
- b) Use of common mode chokes obtained by winding the cable around ferromagnetic material; this is particularly effective at high frequencies.
- c) Diversion of ground loop currents to a reference plane, by direct connection or via capacitors in appropriate locations.
- d) Careful design of the grounding arrangement of individual printed circuit boards with proper insulation between boards.

#### 6.1.9 *Evaluation of the test set-up*

Evaluation of the system can be carried out initially using sine wave signals over the relevant frequency range including the interference frequency even though they may exceed the design bandwidth. Transient response should be tested with appropriate impulse waveform over the entire dynamic range, and the overload performance should also be tested.

The common mode rejection of the system should be tested by connecting a short circuit at the input of the probe and connecting this point (when permissible) to measurement terminals and the local earth reference point in turn.

The transient should be initiated or alternatively a suitable transient simulation may be used to test the system response.

## 6.2 *Mesure des transitoires rayonnés*

Il n'existe aucune technologie bien établie pour la mesure des transitoires rayonnés, autre que celle consistant à utiliser la technique classique à bande étroite et à mesurer la valeur de crête à l'aide d'un détecteur de crête, ou encore l'observation de la déviation maximale de la lecture sur le cadran conformément à une technique du C.I.S.P.R. Une technique à bande étroite peut s'avérer utile pour la mesure des paramètres susceptibles de produire des perturbations dans divers types de récepteurs de radio et de télévision. Suivant le cas, des antennes à large bande, de type électrique ou magnétique, peuvent être utilisées.

### 6.2.1 *Techniques de mesure à large bande*

Il est possible d'obtenir des mesures des transitoires en large bande par l'utilisation d'une antenne à large bande telle qu'un petit cadre ou une antenne en tige d'une longueur de 1 m environ. L'antenne est couplée à un amplificateur à impédance d'entrée élevée et ayant la largeur de bande de fréquences désirée (par exemple plusieurs mégahertz). L'utilité de cette technique est limitée par la sensibilité que l'on peut obtenir dans un amplificateur à large bande. Une antenne cadre a une caractéristique qui dépend de la fréquence mais qui peut être corrigée si l'on place une charge à faible impédance en parallèle sur le cadre. Cette technique est couramment employée pour les sondes de courant, afin d'éviter la distorsion du spectre mesuré. Des antennes actives [8 et 9] à large bande sont disponibles sur le marché.

### 6.2.2 *Technique applicable au domaine de fréquences*

La méthode usuelle pour mesurer les transitoires dans le domaine de fréquences est la technique du C.I.S.P.R. qui repose sur l'utilisation d'un détecteur de quasi-crête ou d'un autre type de détecteur, placé après un récepteur réglable ayant une largeur de bande relativement étroite. Avec les détecteurs de crête, cette méthode peut mesurer l'amplitude du spectre réelle d'une impulsion distincte, en fonction de la fréquence.

Il est possible d'adapter la technique décrite au paragraphe 5.7.2.1 aux mesures de rayonnements, si l'on utilise une antenne adaptée, comme cela est mentionné au paragraphe 6.2.1.

## 6.2 *Measurement of radiated transients*

There is no established technology for measurement of radiated transients other than to use conventional narrow-band techniques and to measure the peak value utilizing a peak detector or observing maximum meter deflection as in the case of a C.I.S.P.R. technique. A narrow-band technique is useful in measuring parameters which can cause interference to radio and television receivers of various types. Broadband antennas of either the electric or magnetic types can be used, as appropriate.

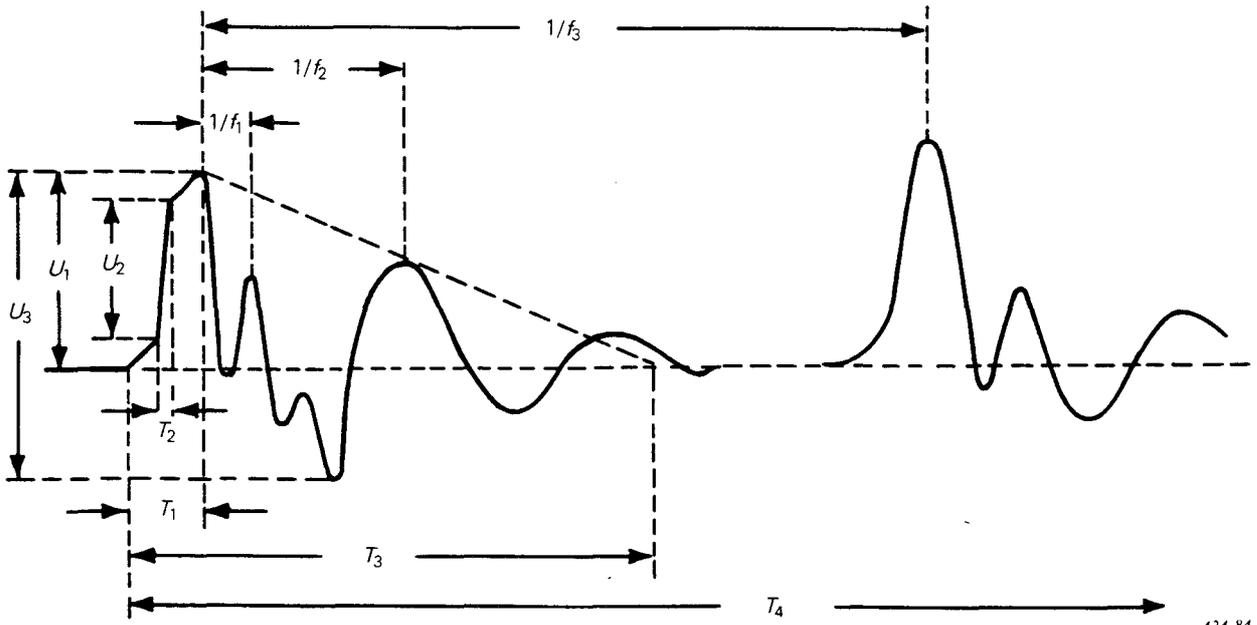
### 6.2.1 *Broadband measurement techniques*

It is possible to obtain broadband radiated transient measurements by using a broadband antenna such as a small loop, or a rod having a length of about 1 m. The antenna is then coupled to an amplifier having a high input impedance and the desired bandwidth (for example, several megahertz). This technique is limited in its usefulness by the sensitivity obtainable in a broadband amplifier. A loop antenna has a frequency dependent characteristic, but this can be corrected by connecting a low value resistor in parallel with the loop. This technique is commonly employed with current probes in order to avoid distortion of the measured spectrum. Active broadband antennae [8 and 9] are commercially available.

### 6.2.2 *Frequency domain technique*

The usual method of measuring transients in the frequency domain is by the technique of the C.I.S.P.R. which utilizes a quasi-peak or other type of detector following a tunable receiver having a relatively narrow bandwidth. With the peak detector, such a method can measure the effective spectrum amplitude of an individual impulse as a function of frequency.

It is possible to adapt the technique described in Sub-clause 5.7.2.1 for radiated measurements when used with an appropriate antenna as described in Sub-clause 6.2.1.

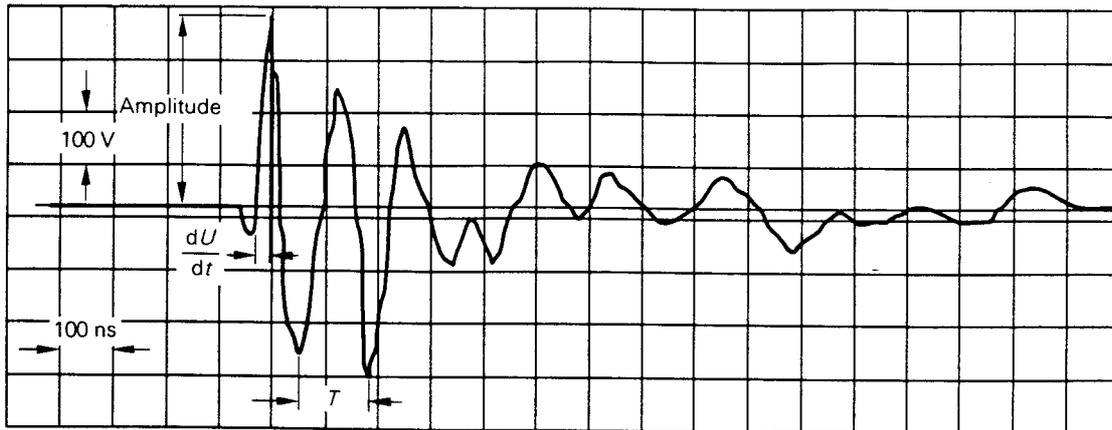


424 84

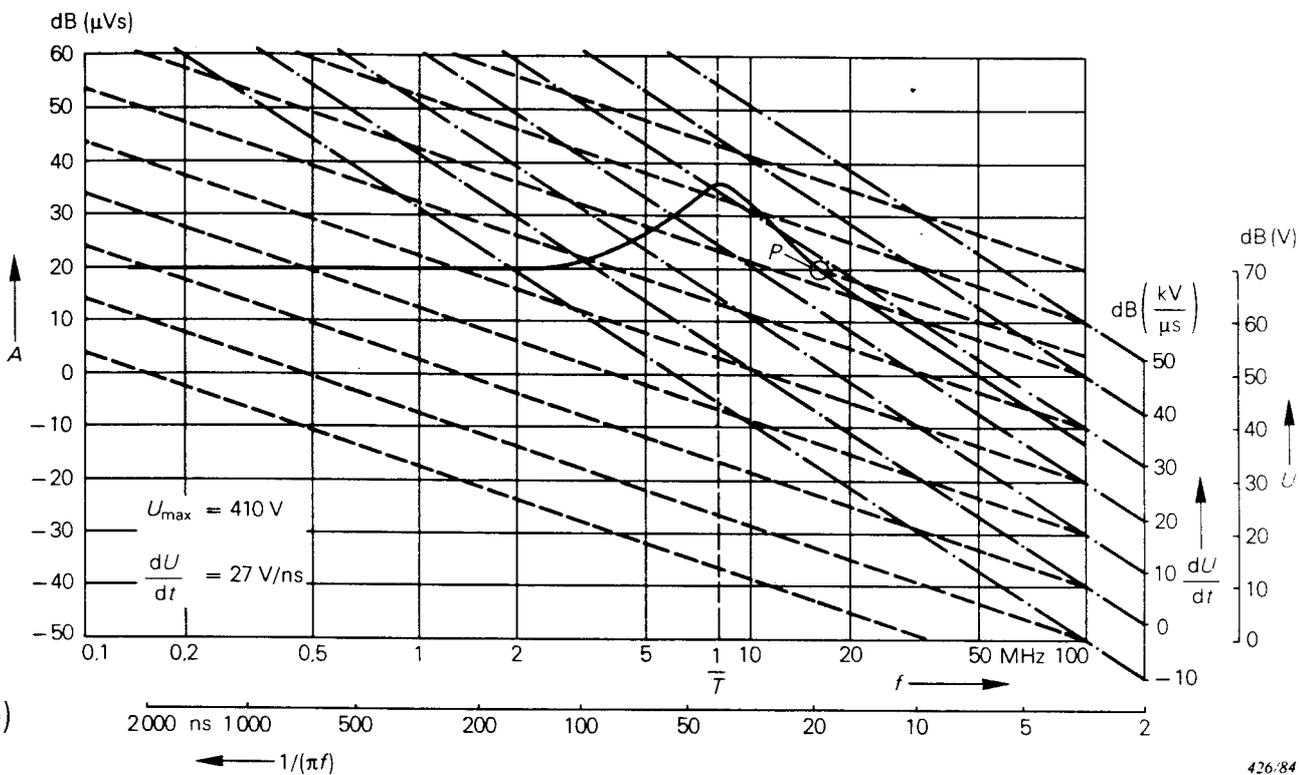
$U_1$  = amplitude de crête (pour  $U_1 > (U_3 - U_1)$ )  
 $U_2/T_2$  = vitesse de montée sur la plus forte pente  
 $U_3$  = tension de pic à pic  
 $T_1$  = temps de montée de la tension de crête  
 $T_2$  = temps d'amortissement pour une seule bouffée élémentaire  
 $T_3$  = durée de la bouffée d'impulsion  
 $f_1$  = fréquence d'oscillation la plus élevée  
 $f_2$  = fréquence d'oscillation  $< f_1$   
 $f_3$  = taux de répétition des bouffées d'impulsion

$U_1$  = peak amplitude (if  $U_1 > (U_3 - U_1)$ )  
 $U_2/T_2$  = rate of rise in the range of the highest slope  
 $U_3$  = peak-to-peak voltage  
 $T_1$  = peak voltage rise time  
 $T_2$  = decay time of a single sub-burst  
 $T_3$  = duration of the burst  
 $f_1$  = highest oscillation frequency  
 $f_2$  = oscillation frequency  $< f_1$   
 $f_3$  = sub-burst repetition rate

FIG. 1. — Paramètres caractéristiques d'un transitoire (paragraphes 2.3, 5.5.2).  
 Typical parameters of a transient (Sub-clauses 2.3, 5.5.2).



a) 425/84



b) 426/84

FIG. 2. — Exemple d'une perturbation transitoire (paragraphe 2.3.1)

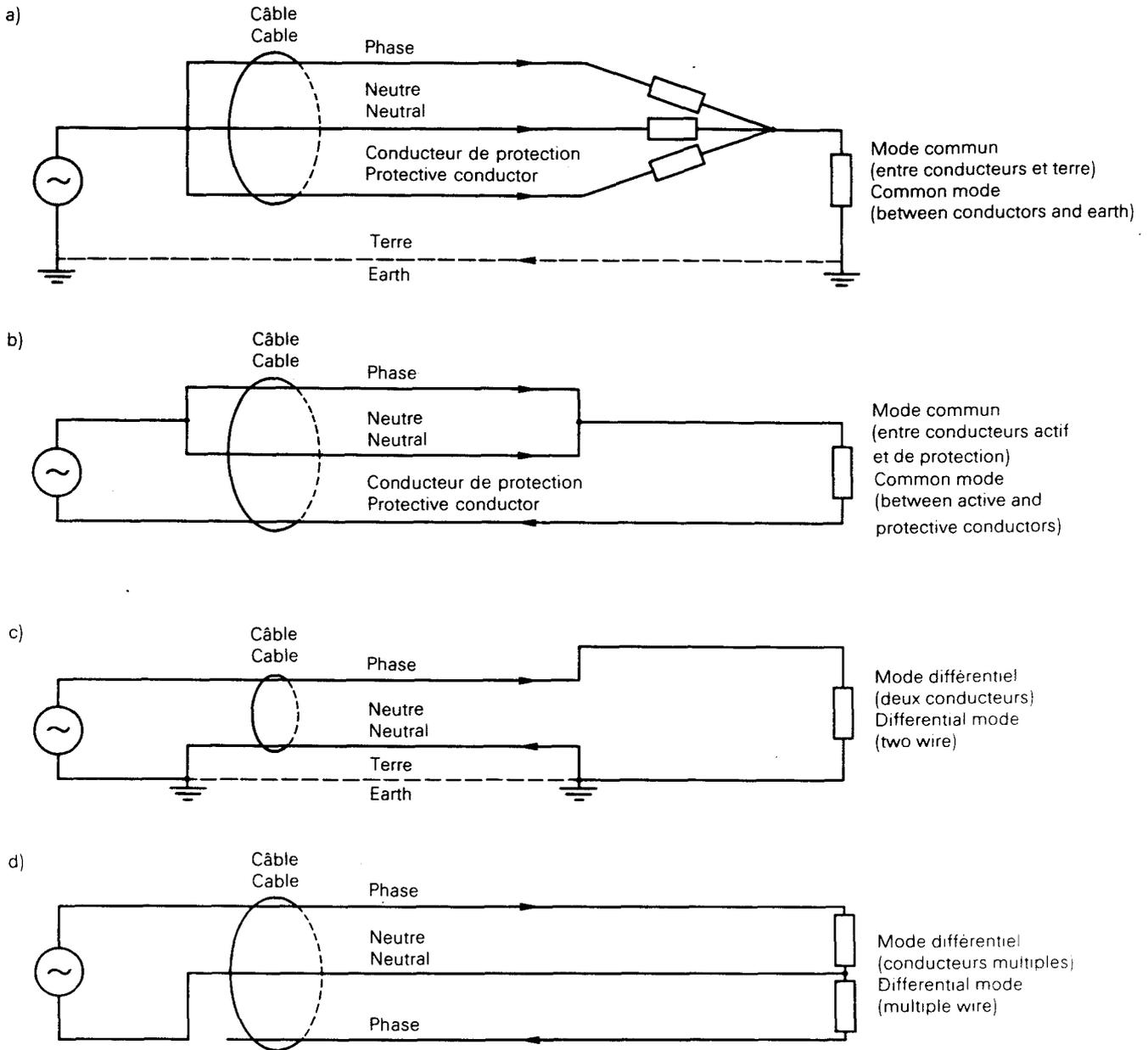
a) Forme d'onde (domaine temporel)

b) Spectre (domaine fréquentiel).

Example of a transient disturbance (Sub-clause 2.3.1)

a) Waveform (time domain)

b) Spectrum (frequency domain).



Notes 1. — Le source de tension représente une perturbation appliquée.

2. — Le système monophasé 115 V/230 V est représenté par la figure d) et une variante de la figure a).

Notes 1. — The voltage source shown represents an applied disturbance.

2. — The 115 V/230 V single-phase system is represented by Figure d) and a variation of Figure a).

FIG. 3. — Modes de propagation sur le réseau de distribution de l'énergie (paragraphe 3.1).  
Propagation modes on power distribution systems (Sub-clause 3.1).

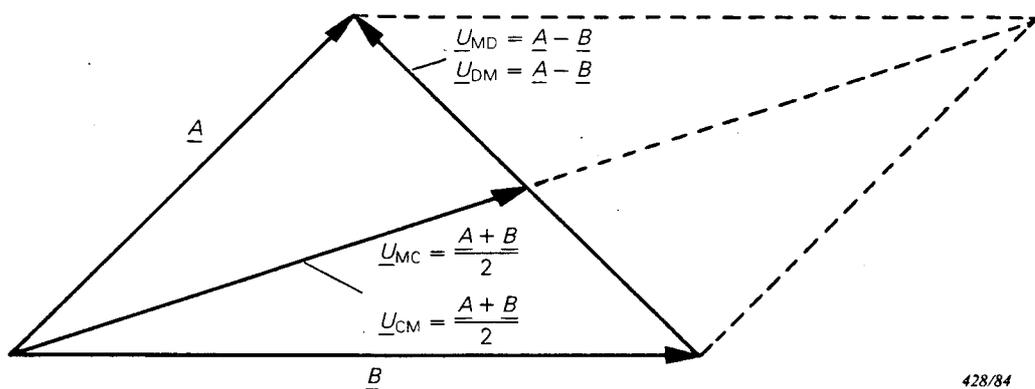
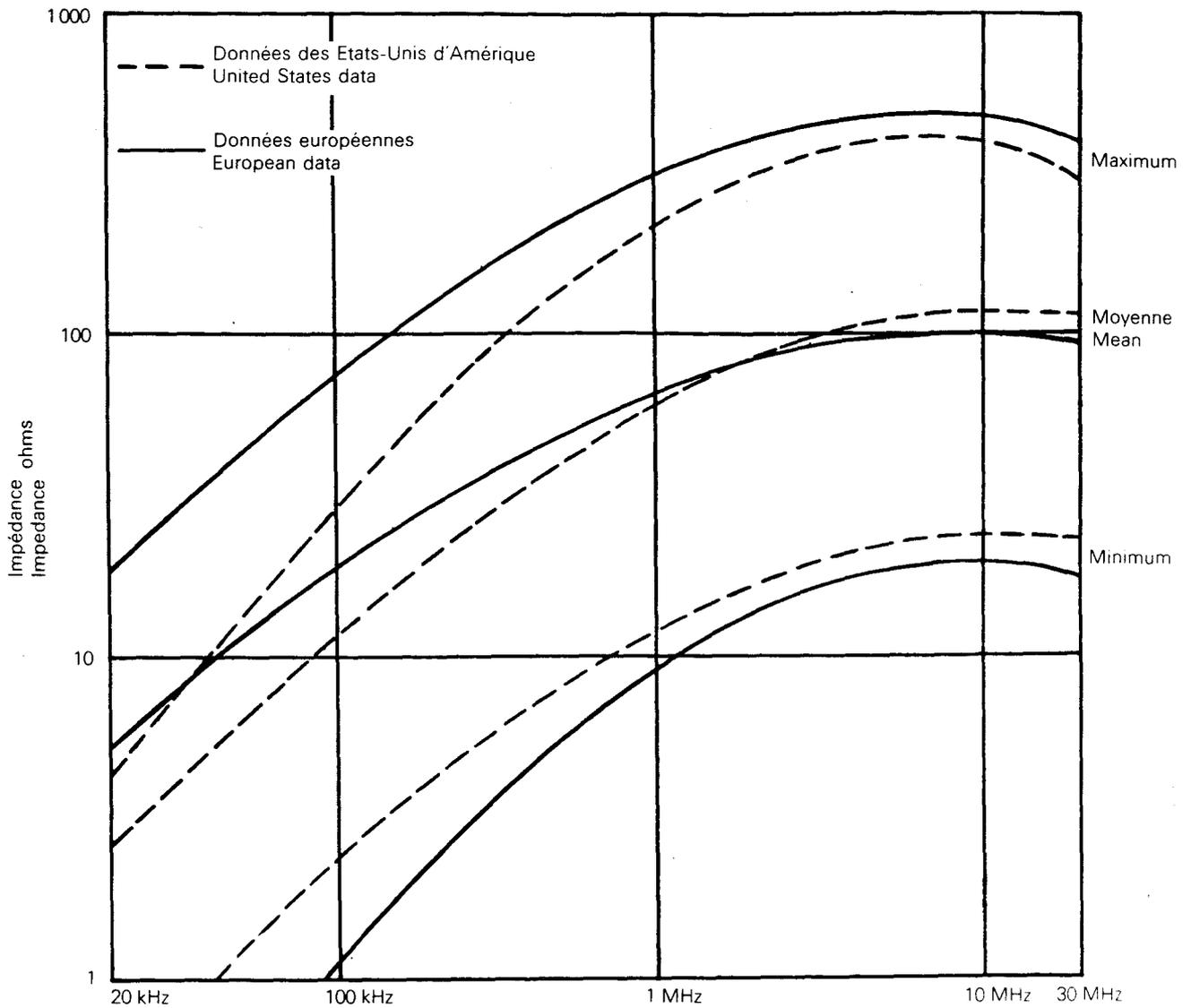


FIG. 4. — Relation entre les tensions de circuit ouvert en mode commun et en mode différentiel pour les phases (paragraphe 3.1).  
Relation between phase, CM and DM open-circuit voltages (Sub-clause 3.1).

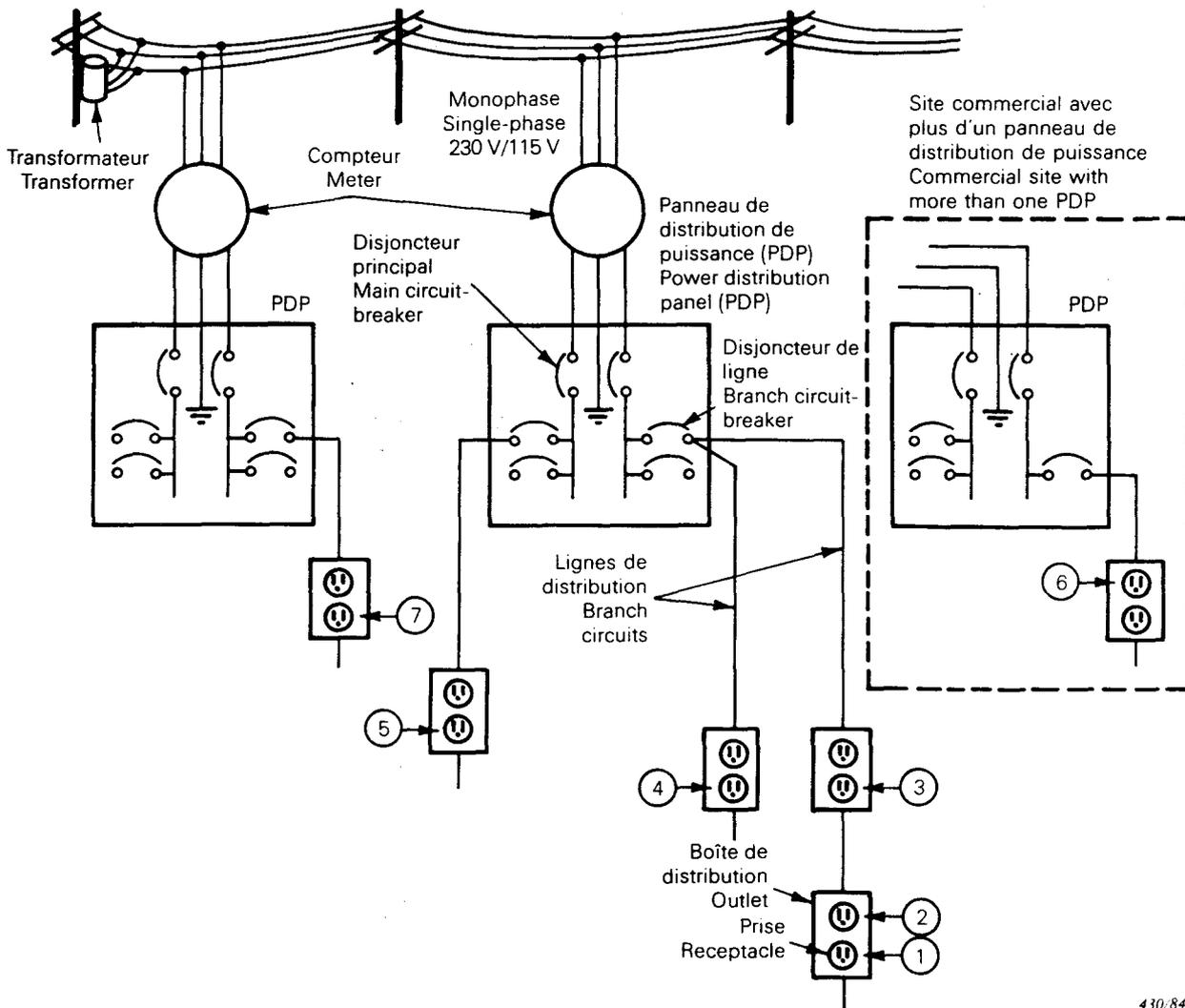


La mesure est effectuée entre les conducteurs de protection et de phase (circuits de distribution basse tension) (d'après Malack et Engstrom [1]).

The measurement is made between phase and protective conductor (low voltage distribution circuits) (after Malack and Engstrom [1]).

FIG. 5. — Mesure de l'impédance des lignes d'alimentation en Europe et aux Etats-Unis d'Amérique (paragraphe 3.1).

Power line measured impedance for United States of America and Europe (Sub-clause 3.1).



*Définitions de chemins de couplage:*

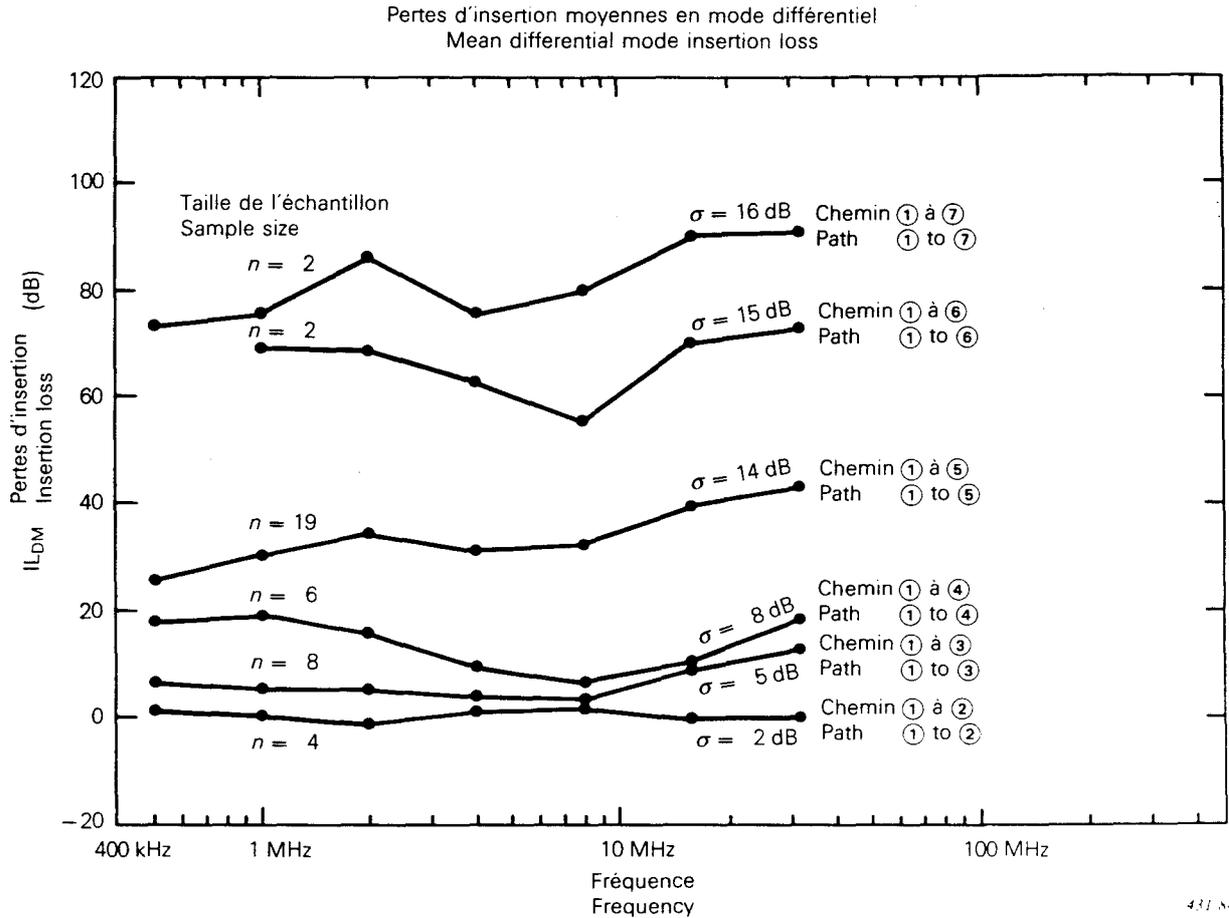
- ① à ② même boîte de distribution
- ① à ③ même ligne
- ① à ④ lignes différentes mais même interrupteur
- ① à ⑤ lignes différentes et interrupteurs de ligne différents
- ① à ⑥ lignes différentes et PDP différents
- ① à ⑦ maison à maison

*Path definitions:*

- ① to ② same outlet
- ① to ③ same branch
- ① to ④ branch-to-branch, same circuit-breaker
- ① to ⑤ branch-to-branch, different circuit-breakers
- ① to ⑥ branch-to-branch, different PDPs
- ① to ⑦ house-to-house

FIG. 6a). — Illustration des divers trajets de propagation des transitoires dans différentes conditions (d'après Smith [2] (paragraphe 3.1)).

Illustration of the various propagation transient paths for different conditions (after Smith [2] (Sub-clause 3.1)).



*Définitions de chemins de couplage:*

- ① à ② même boîte de distribution
- ① à ③ même ligne
- ① à ④ lignes différentes mais même interrupteur
- ① à ⑤ lignes différentes et interrupteurs de ligne différents
- ① à ⑥ lignes différentes et PDP différents
- ① à ⑦ maison à maison

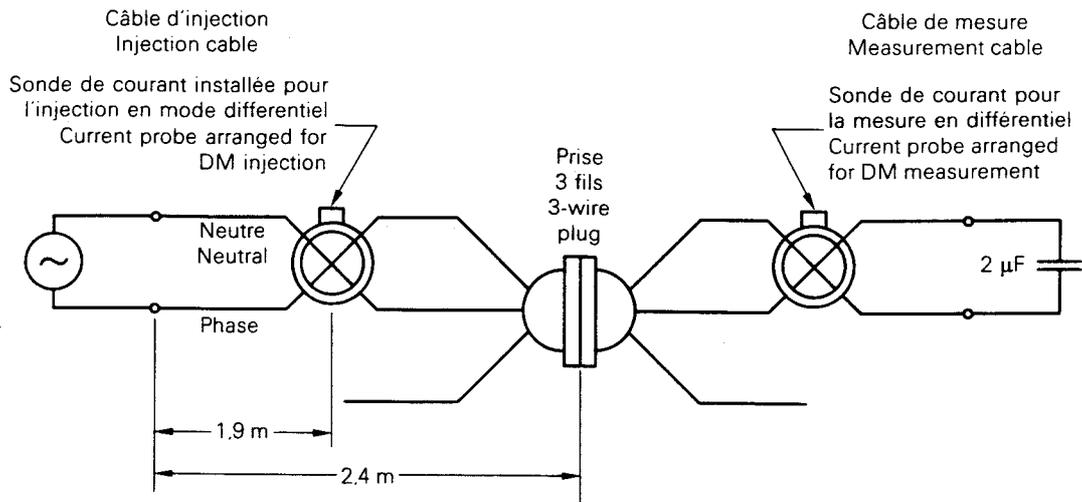
*Path definitions:*

- ① to ② same outlet
- ① to ③ same branch
- ① to ④ branch-to-branch, same circuit-breaker
- ① to ⑤ branch-to-branch, different circuit-breakers
- ① to ⑥ branch-to-branch, different PDPs
- ① to ⑦ house-to-house

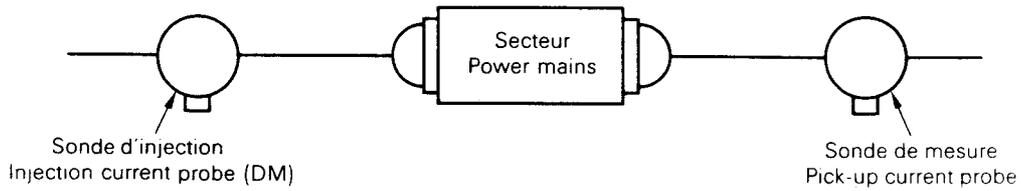
FIG. 6b). — Affaiblissement d'insertion pour les divers trajets décrits dans la figure 6a) (d'après Smith [2] (paragraphe 3.1)).

The insertion loss for the various paths described in Figure 6a) (after Smith [2] (Sub-clause 3.1)).

CALIBRATION:



MESURES:  
MEASUREMENT:



432.84

FIG. 6c). — Technique de sonde de courant pour injection de signaux (paragraphe 3.1).  
Current probe technique for signal injection (Sub-clause 3.1).

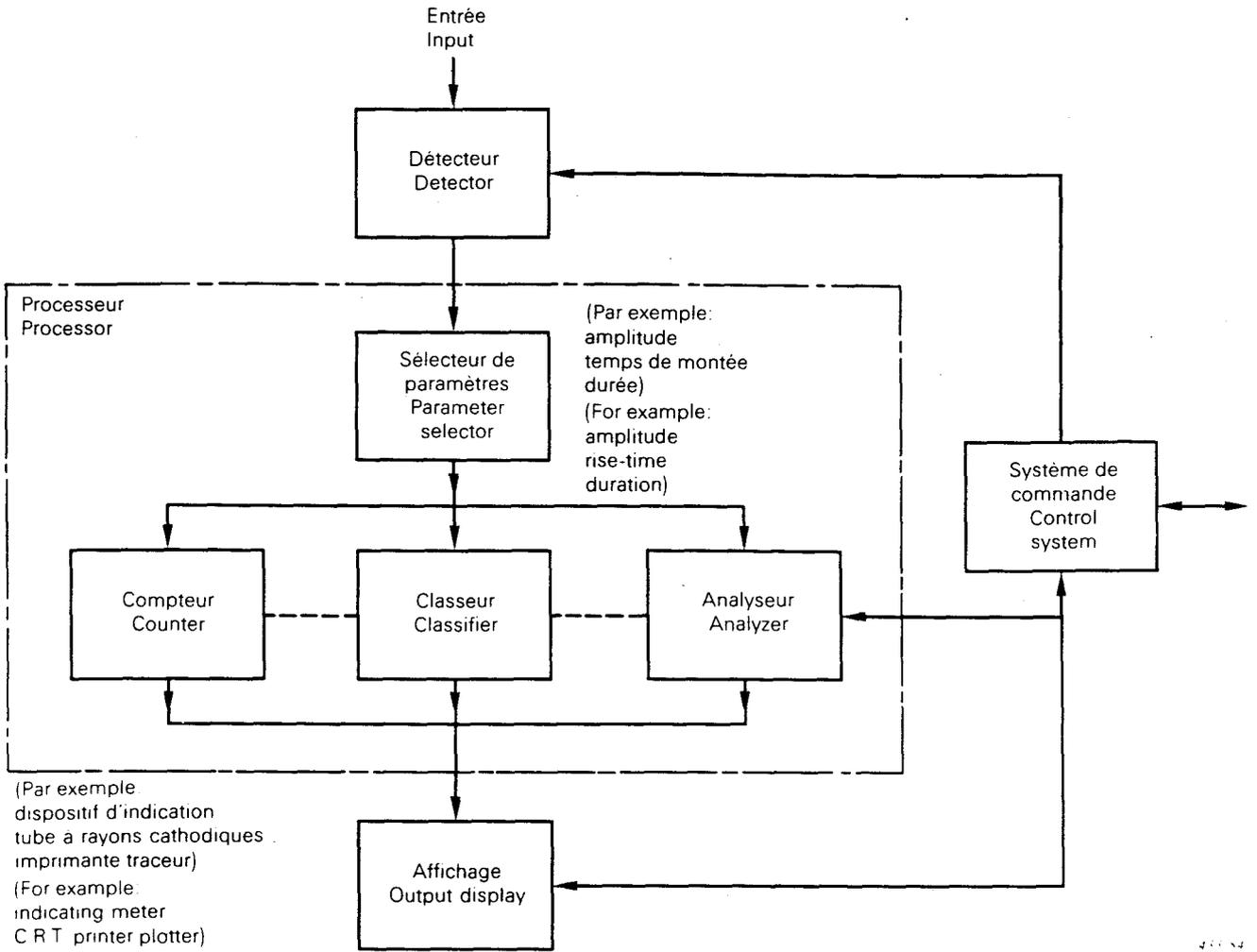
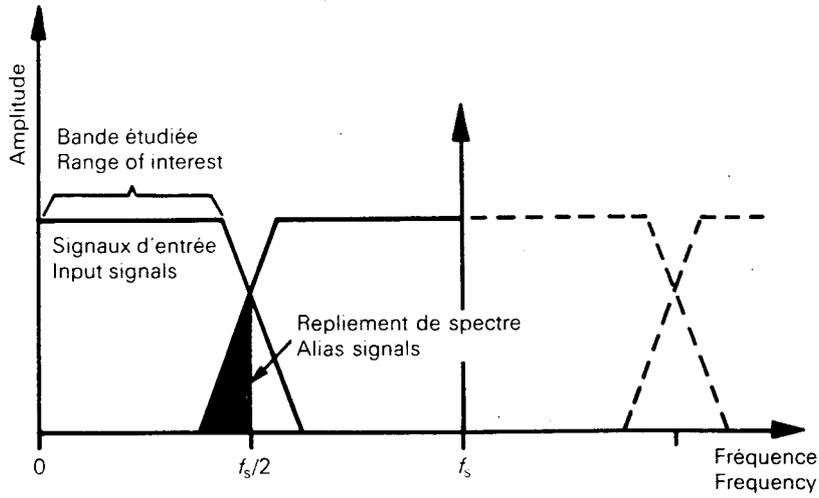
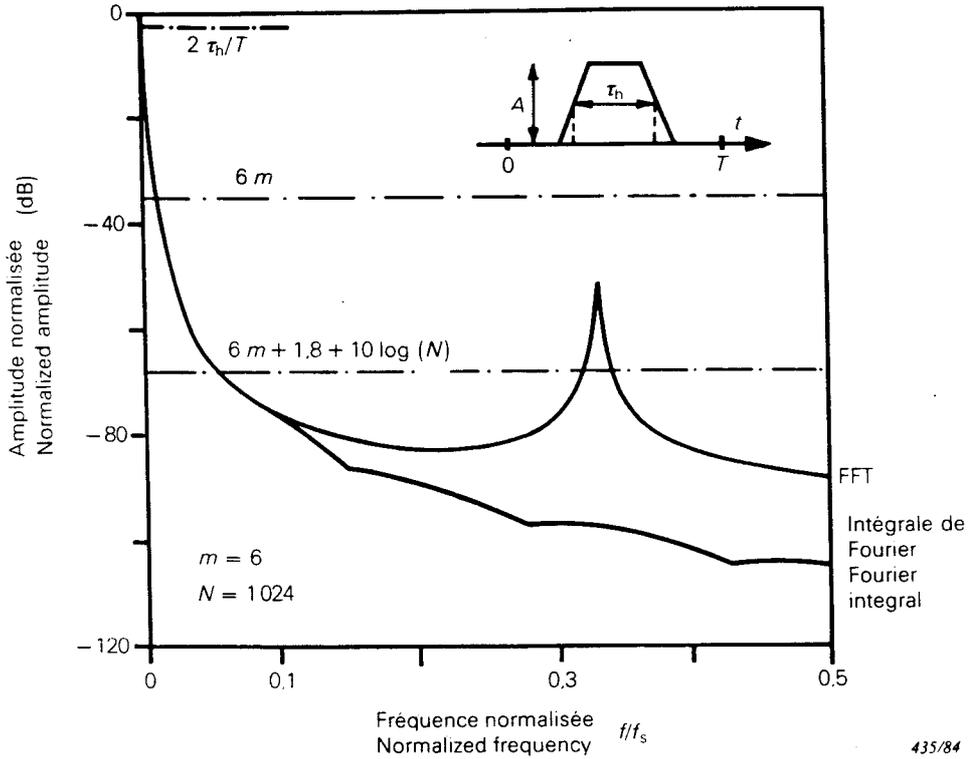


FIG. 7. — Relation entre les éléments des instruments de mesure (article 5).  
Relation between parts of measuring instruments (Clause 5).



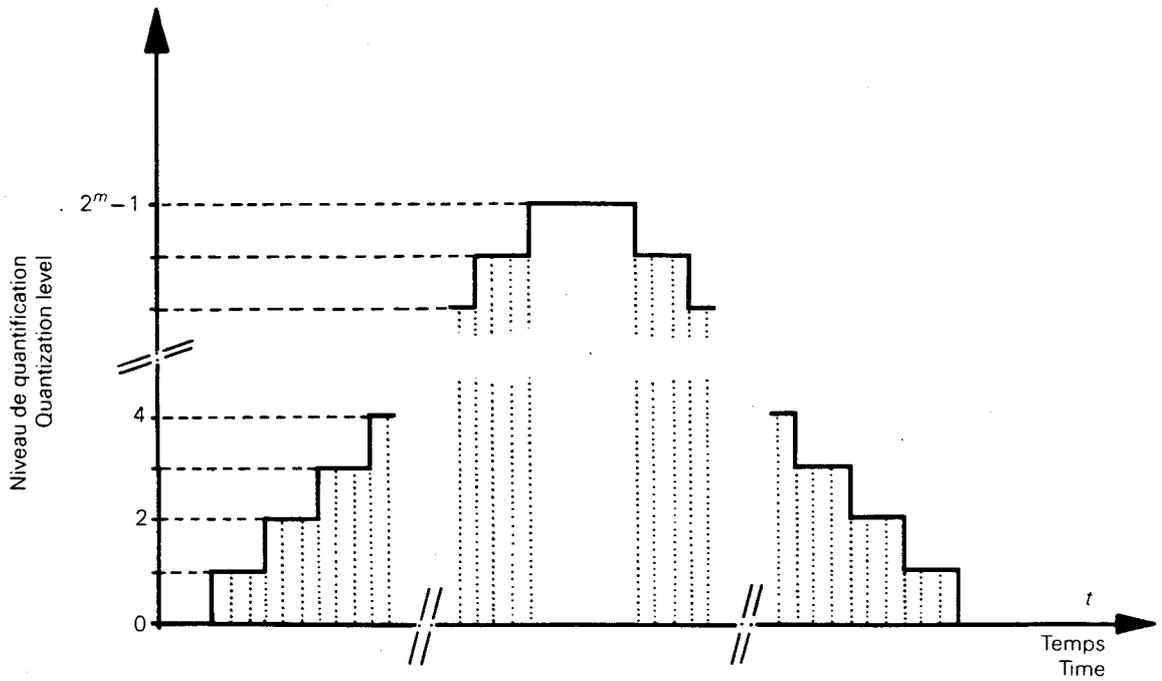
434/84

FIG. 8. — Apparition des erreurs d'échantillonnage (paragraphe 5.5.2.1a).  
Occurrence of aliasing (Sub-clause 5.5.2.1a).



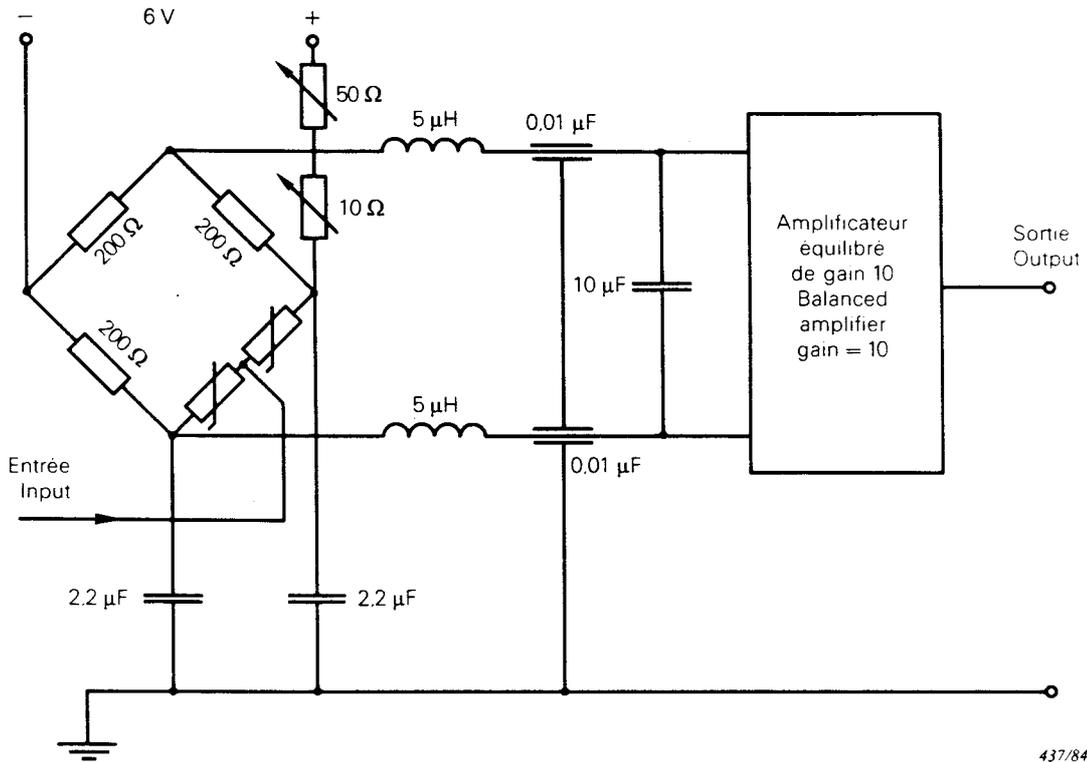
435/84

FIG. 9. — Spectre FFT et intégrale de Fourier d'une impulsion trapézoïdale (paragraphe 5.5.2.1c).  
FFT-spectrum and Fourier integral of a trapezoidal pulse (Sub-clause 5.5.2.1c).



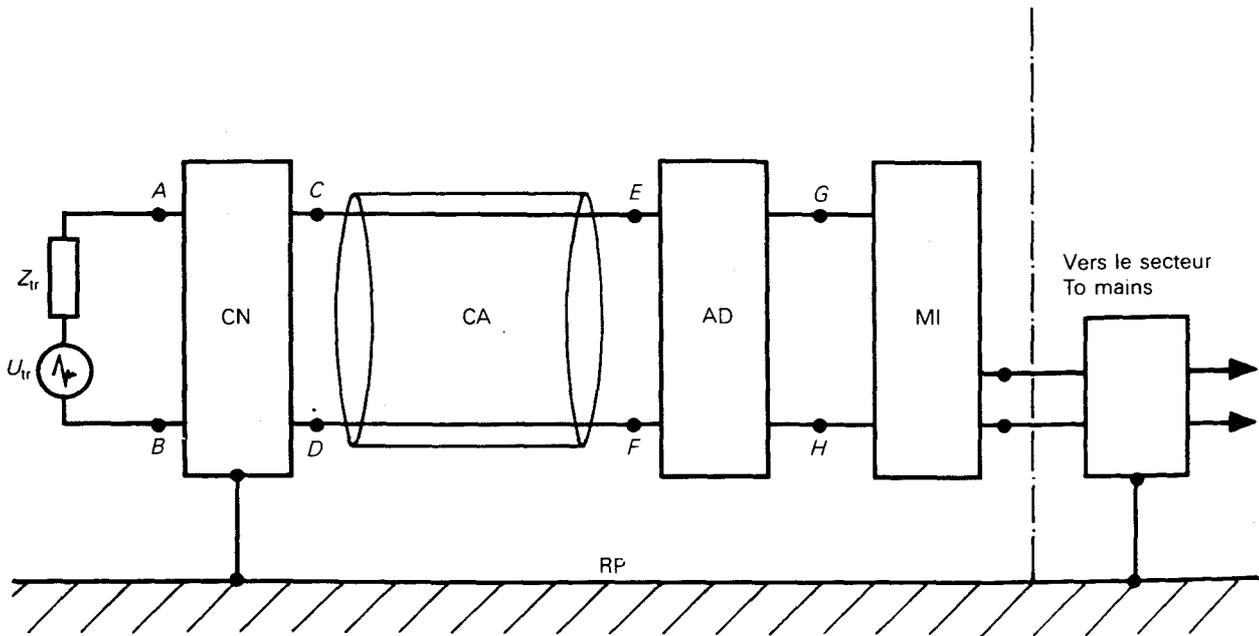
436/84

FIG. 10. — Niveau de quantification du convertisseur analogique-numérique en fonction du temps (paragraphe 5.5.2.1c).  
Quantization level of the ADC vs. time (Sub-clause 5.5.2.1c).



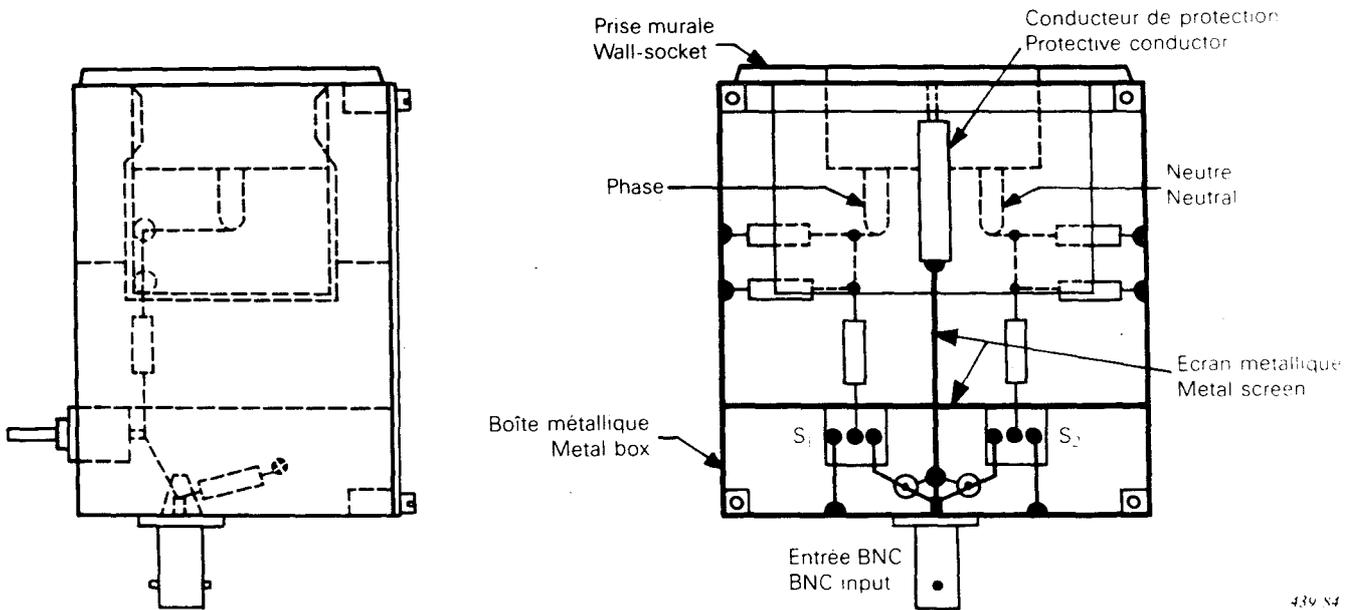
437/84

FIG. 11. — Pont de thermistances et amplificateur  $\times 10$  (paragraphe 5.6.1).  
Thermistor bridge and  $\times 10$  amplifier (Sub-clause 5.6.1).



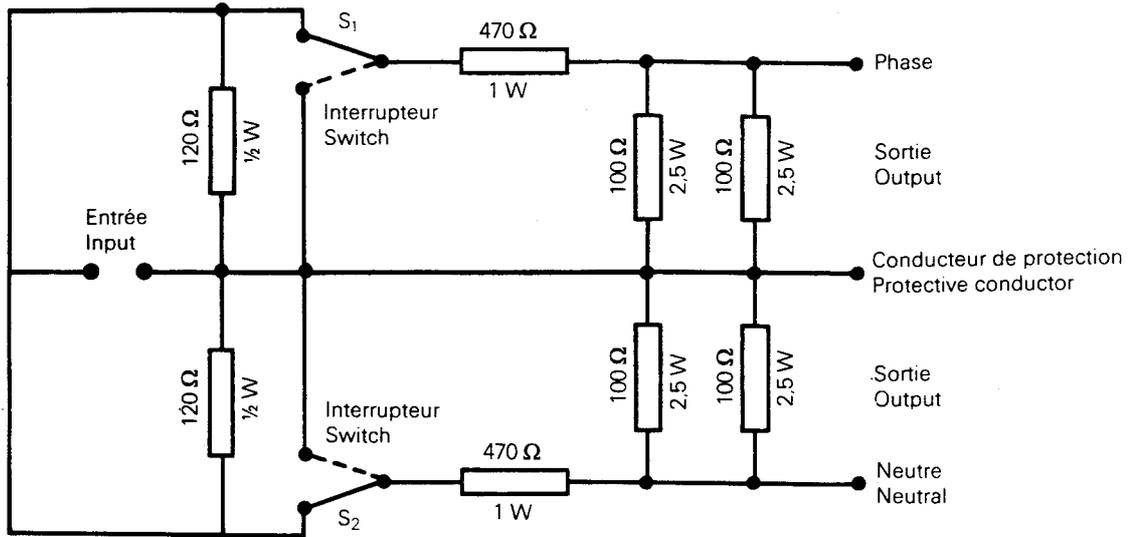
438/84

FIG. 12. — Montage pour les essais de transitoires conduits (paragraphe 6.1.1, 6.1.2.1, 6.1.4).  
 Test arrangement for the measurement of conducted transients (Sub-clauses 6.1.1, 6.1.2.1, 6.1.4).



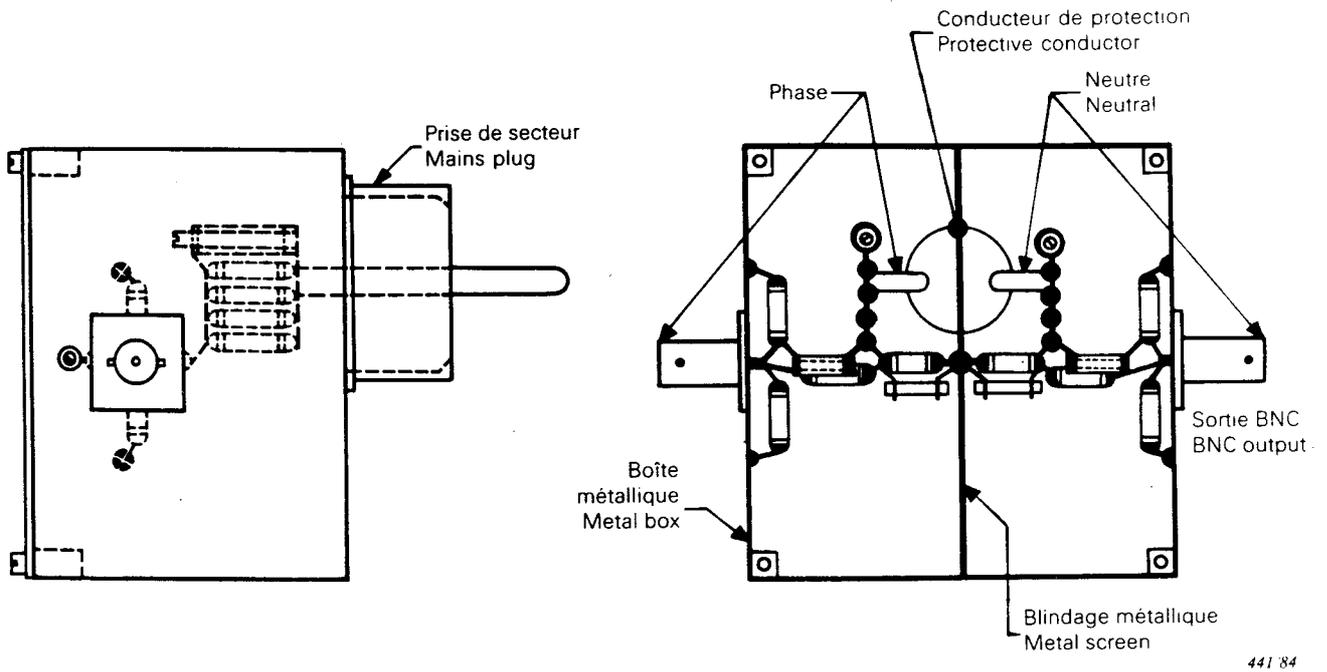
439/84

FIG. 13. — Représentation de l'appareil servant aux essais de la sonde (paragraphe 6.1.2.3a).  
 Physical layout of the probe testing unit (Sub-clause 6.1.2.3a).



440/84

FIG. 14. — Circuit schématique de l'appareil servant aux essais de la sonde (paragraphe 6.1.2.3a).  
Circuit diagram of the probe testing unit (Sub-clause 6.1.2.3a).



441 84

FIG. 15. — Représentation de la sonde de mesure haute impédance (paragraphe 6.1.2.3b, c, d) et annexe C).  
Physical layout of the high impedance monitoring probe (Sub-clauses 6.1.2.3b, c, d) and Appendix C).

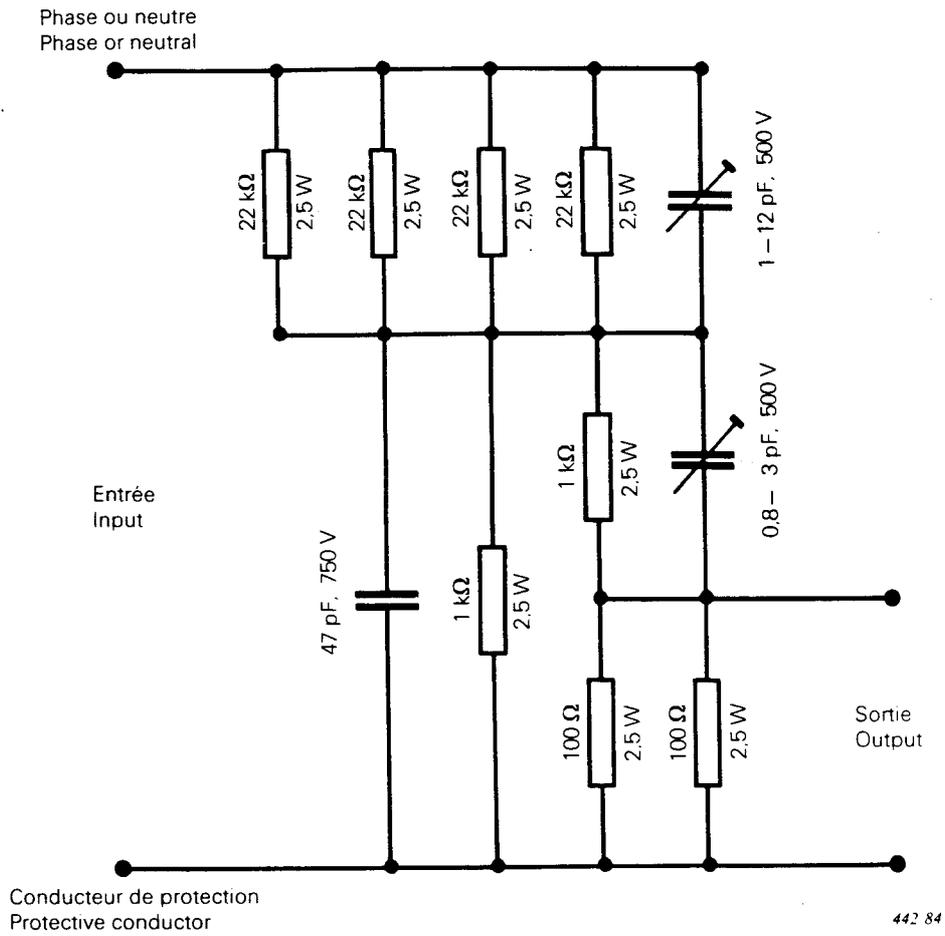


FIG. 16. — Circuit schématique de la sonde de mesure haute impédance (paragraphe 6.1.2.3b), c), d) et annexe C).  
Circuit diagram of the high impedance monitoring probe (Sub-clauses 6.1.2.3b), c), d) and Appendix C).

442 84

## ANNEXE A

MÉTHODE PERMETTANT DE MESURER LES ÉMISSIONS  
CONDUITES DE TRANSITOIRES

## A1. Eléments du système de mesure

L'élément le plus important du système de mesure est un amplificateur sélectif hautes fréquences ayant une largeur de bande donnée et un facteur de surcharge suffisant, qui est suivi par un détecteur de quasi-crête (voir figure A1, page 80). Le système de mesure standard du C.I.S.P.R. convient à cette application. Il faut, en plus, deux indicateurs (deux oscilloscopes à mémoire ou deux détecteurs de crêtes à mémoire). Un indicateur sert à mesurer l'amplitude du spectre et l'autre sert à mesurer l'amplitude du spectre pondérée (quasi-crête).

La largeur de bande du système de mesure est donnée dans le tableau A1:

TABLEAU A1  
*Largeur de bande du système de mesure*

Bande de fréquences	Largeur de bande (6 db)
10 kHz à 150 kHz	200 Hz
150 kHz à 30 MHz	9 kHz (conformément au C.I.S.P.R.)

L'agencement du dispositif de mesure est indiqué sur la figure A1.

La valeur de crête de la tension représentative de la fréquence intermédiaire est une mesure directe de l'amplitude du spectre. La valeur de crête à la sortie du traceur de courbes est une mesure directe de l'amplitude du spectre pondérée (quasi-crête du bruit détecté). L'étalonnage de l'indicateur mesurant l'amplitude du spectre pondérée, relativement à des impulsions répétées, est défini par une fréquence de répétition de 100 Hz pour la bande de fréquences comprise entre 150 kHz et 30 MHz, et de 25 Hz pour la bande de fréquences comprise entre 10 kHz et 150 kHz.

## A1.1 Opération d'étalonnage du dispositif de mesure

Pour effectuer le premier étalonnage, le dispositif de mesure est branché sur un générateur d'impulsions, capable de produire des impulsions ayant les caractéristiques fondamentales suivantes:

- Tension de crête: 10 V;
- Largeur à mi-hauteur de l'impulsion: 0,1  $\mu$ s;
- Temps de montée-descente: <10 ns;
- Fréquence de répétition: 100 Hz pour la bande de fréquences de 150 kHz à 30 MHz et 25 Hz pour la bande de fréquences de 10 kHz à 150 kHz.

## APPENDIX A

## METHOD FOR MEASURING TRANSIENT CONDUCTED EMISSIONS

## A1. Components of the measuring arrangement

The most important component of the measuring set is a selective IF amplifier with defined bandwidth, sufficient overload factor, and a following quasi-peak detector (see Figure A1, page 80). The standard C.I.S.P.R. measuring set is suitable. In addition, two indicators are required (two storage oscilloscopes or two peak detectors with memory). One indicator is utilized to measure the spectrum amplitude and the other is for the weighted spectrum amplitude (quasi-peak).

The bandwidth for the measuring set is given in Table A1.

TABLE A1  
*Bandwidth of the measuring set*

Frequency range	Bandwidth (6 dB)
10 kHz to 150 kHz	200 Hz
150 kHz to 30 MHz	9 kHz (according to C.I.S.P.R.)

The equipment arrangement is shown in Figure A1.

The peak value of the IF voltage is a direct measure of the spectrum amplitude. The peak value at the plotter output is a direct measure of the weighted spectrum amplitude (quasi-peak detected noise). The calibration of the indicator for the weighted spectrum amplitude related to repeated pulses is defined by a repetition frequency of 100 Hz for the frequency range from 150 kHz to 30 MHz, and 25 Hz for the frequency range from 10 kHz to 150 kHz.

## A1.1 Calibration procedure for the measuring set

For the initial calibration, the measuring set is connected to a pulse generator which is capable of producing pulses with the following fundamental characteristics:

- peak voltage: 10 V
- pulse width  
at half-height: 0.1  $\mu$ s
- rise-fall time: <10 ns
- repetition rate: 100 Hz for the frequency range 150 kHz to 30 MHz, 25 Hz for the frequency range 10 kHz to 150 kHz.

Pour l'étalonnage, l'appareil de mesure des parasites doit être réglé à la fréquence de 200 kHz pour la bande des fréquences de 150 kHz à 30 MHz, et à 50 kHz pour la bande des fréquences de 10 kHz à 150 kHz.

L'atténuateur de l'appareil de mesure des parasites doit être réglé de manière que l'indication donnée par l'instrument de mesure se trouve au milieu de la plage de l'indicateur.

La position de l'atténuateur  $a_0$  (dB) est notée ainsi que les valeurs de crête des indicateurs. La valeur de la tension représentative de la fréquence intermédiaire est désignée par  $U_0$ , et la valeur après la simulation électrique (carré n° 3 sur la figure A1) par  $U_{0 \text{ pondérée}}$ .

### A1.2 Mesure de l'amplitude du spectre

L'appareil soumis aux essais sera branché sur le dispositif de mesure et mis en marche. Il faudra ensuite régler l'atténuateur du dispositif de mesure de sorte qu'il soit possible d'observer les valeurs de crête des indicateurs. La nouvelle position de réglage de l'atténuateur est désignée par  $a_1$ , la valeur de la tension représentative de la fréquence intermédiaire par  $U$ , et la valeur obtenue à la sortie du traceur de courbes par  $U_{\text{pondérée}}$ . En utilisant les facteurs d'étalonnage, on obtient les résultats finals:

Amplitude du spectre =  $A$

$$A = 20 \log \frac{U}{U_0} + (a_1 - a_0) \text{ dB } (\mu\text{Vs})$$

Amplitude pondérée du spectre =  $A_{\text{pondérée}}$

$$A_{\text{pondérée}} = 20 \log \frac{U_{\text{pondérée}}}{U_{0 \text{ pondérée}}} + (a_1 - a_0 - a_k) \text{ dB } (\mu\text{Vs})$$

où  $a_k = 6$  dB pour la bande des fréquences de 150 kHz à 30 MHz;

$a_k = 5$  dB pour la bande des fréquences de 10 kHz à 150 kHz.

For calibration, the radio interference measuring apparatus should be tuned to the frequency of 200 kHz for the frequency range from 150 kHz to 30 MHz, and to 50 kHz for the frequency range from 10 kHz to 150 kHz.

The attenuator of the radio interference measuring apparatus should be set in such a way that the indication of the instrument in the measuring apparatus is in the middle of the indicator range.

The position of the attenuator,  $a_0$  (dB), is noted, together with the peak values of the indicators. The value at the IF output is designated as  $U_0$ , and the value after the electrical simulation (square 3 in Figure A1) is designated as  $U_{0 \text{ weighted}}$ .

#### A1.2 Measurement of the spectrum amplitude

The unit under test shall be connected to the measuring set and put into operation. Then the attenuator of the measuring set will be adjusted in such a way that the peak values of the indicators can be observed. The new adjusted position of the attenuator is designated  $a_1$ , the value at the IF output as  $U$ , and the value after the plotter output as  $U_{\text{weighted}}$ . Using the calibration factors, the final results are obtained:

Spectrum amplitude =  $A$

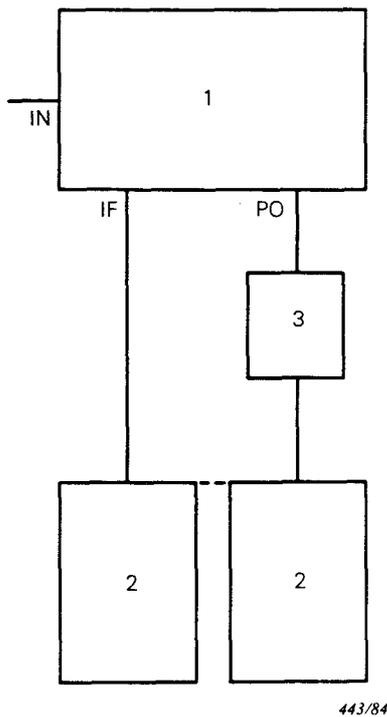
$$A = 20 \log \frac{U}{U_0} + (a_1 - a_0) \text{ dB } (\mu\text{Vs})$$

Weighted spectrum amplitude =  $A_{\text{weighted}}$

$$A_{\text{weighted}} = 20 \log \frac{U_{\text{weighted}}}{U_{0 \text{ weighted}}} + (a_1 - a_0 - a_k) \text{ dB } (\mu\text{Vs})$$

where:  $a_k = 6$  dB for the frequency range 150 kHz to 30 MHz;

$a_k = 5$  dB for the frequency range 10 kHz to 150 kHz.



1 = Appareil mesurant les parasites radio, conformément au C.I.S.P.R.  
2 = Oscilloscope à mémoire ou détecteur de crête à mémoire  
3 = Simulation électrique de la constante de temps mécanique de l'indicateur de quasi-crête (160 ms)  
IN = Entrée  
IF = Sortie fréquence intermédiaire  
PO = Sortie traceur de courbe

1 = Radio interference measuring apparatus according to C.I.S.P.R.  
2 = Storage oscilloscope or peak detector with memory  
3 = Electrical simulation of the mechanical time-constant of quasi-peak indicator (160 ms)  
IN = Input  
IF = Intermediate frequency output  
PO = Plotter-output

FIG. A1. — Dispositif de mesure (exemple).  
Measuring set (example).

— Page blanche —

— Blank page —

## ANNEXE B

## IMPÉDANCE D'ENTRÉE DE L'ÉQUIPEMENT

L'impédance d'entrée d'un appareil n'est pas constante en fonction de la fréquence. Cela est mis en évidence sur les figures B1 à B4, pages 85 et 86, pour les fréquences supérieures à 10 kHz [11]. L'impédance de la phase au neutre (P-N) est généralement inférieure à l'impédance de la phase à la terre. Elle peut atteindre au moins  $4\Omega$  et au plus  $10\,000\Omega$  (figure B4). Près du centre de la fréquence d'oscillation considérée pour les essais, il y a une valeur d'impédance élevée pour n'importe quel mode de propagation (P-G, N-G ou P-N) qui permet de faciliter les essais, mais qui a un affaiblissement d'insertion peu important à la source du transitoire. Par ailleurs, une faible impédance de l'appareil nécessite une impédance précise à la source, pour être certain que l'affaiblissement d'insertion mesuré correspond bien à la réalité.

Toutes les mesures d'impédance données dans les figures B1 à B4 sont effectuées dans des conditions de marche normales de l'appareil.

## APPENDIX B

## EQUIPMENT INPUT IMPEDANCE

The equipment input impedance is not constant as a function of frequency. This is illustrated in Figures B1 to B4, pages 85 and 86, for frequencies above 10 kHz [11]. The phase-to-neutral (P-N) impedance is usually lower than the impedance phase-to-ground. It can be as low as  $4\ \Omega$  or up to  $10\ 000\ \Omega$  (Figure B4). Near the centre of the test ringing frequency, a high impedance value for any propagation mode (P-G, N-G, or P-N) facilitates testing but has a small insertion loss to the source of the transient. On the other hand, low equipment impedance requires an accurate source impedance to be certain that the measured insertion loss is realistic.

All of the impedance values given in Figures B1 to B4 are measured under normal operating conditions of the equipment.

FIGURES B1 À B4

Les grandeurs d'impédance mesurées entre la phase et la terre (P-G), le neutre et la terre (N-G) et la phase et le neutre (P-N) (d'après Rhoades [11]).

Dans tous les cas, le secteur alimente l'appareil et l'impédance est une impédance de petit signal, à la fréquence des essais. Le courant efficace sortant du secteur avait une intensité variant entre 2 A et 30 A.

FIGURES B1 TO B4

The measured impedance magnitudes between phase and ground (P-G), neutral and ground (N-G) and phase to neutral (P-N) (after Rhoades [11]).

In all cases, the full mains power is applied to the equipment and the impedance is a small signal impedance at the test frequency. The current (r.m.s.) flowing from the mains varied from 2 A to 30 A.

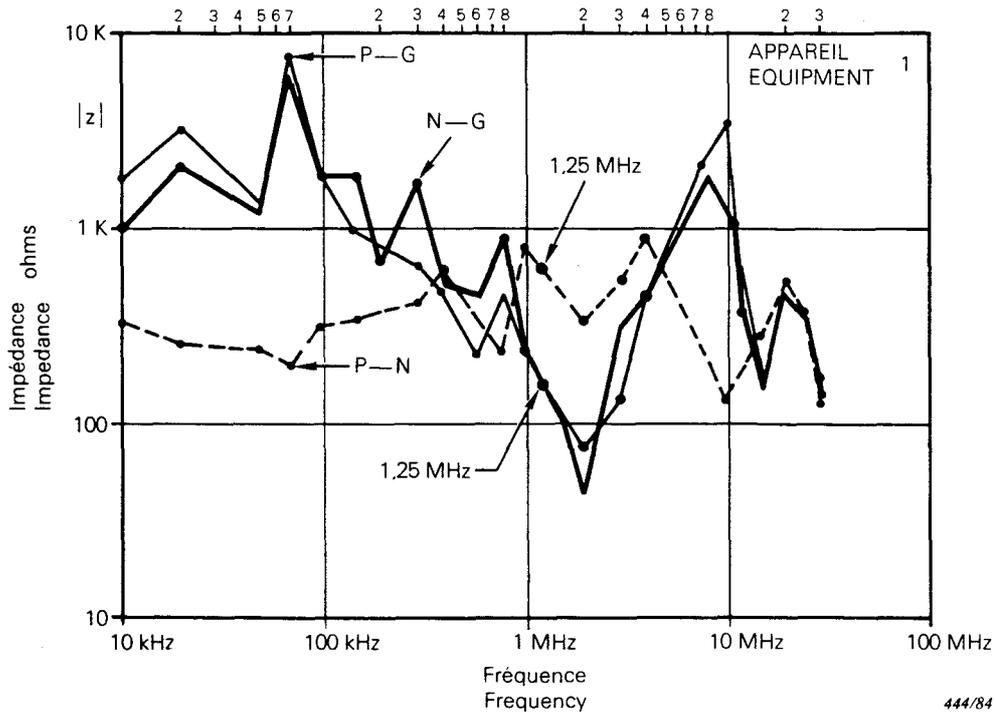


FIGURE B1

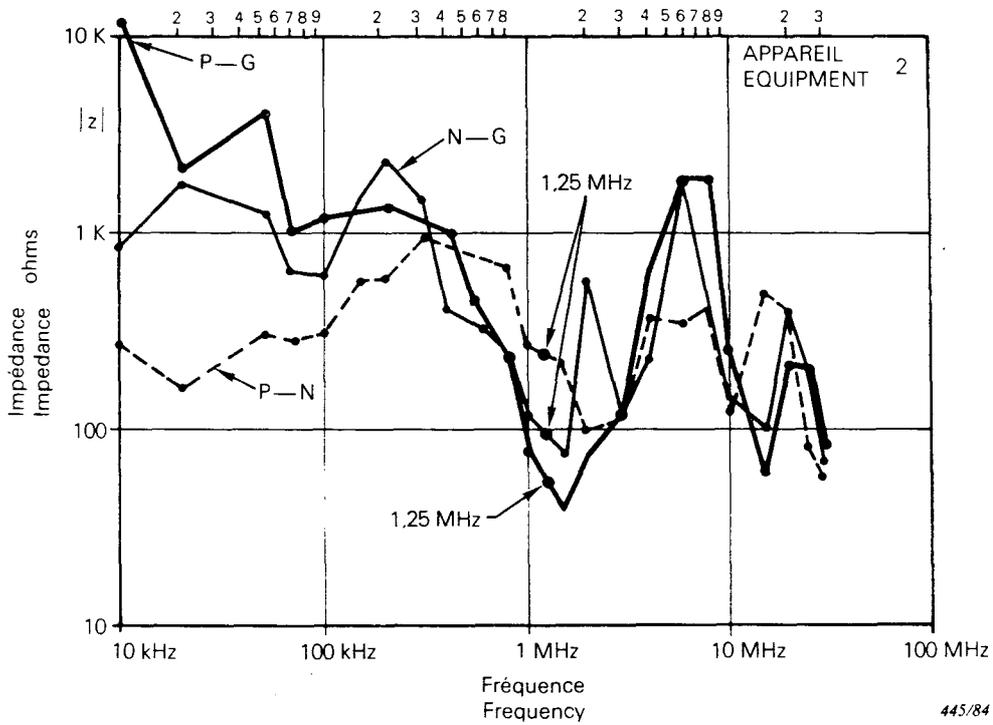


FIGURE B2

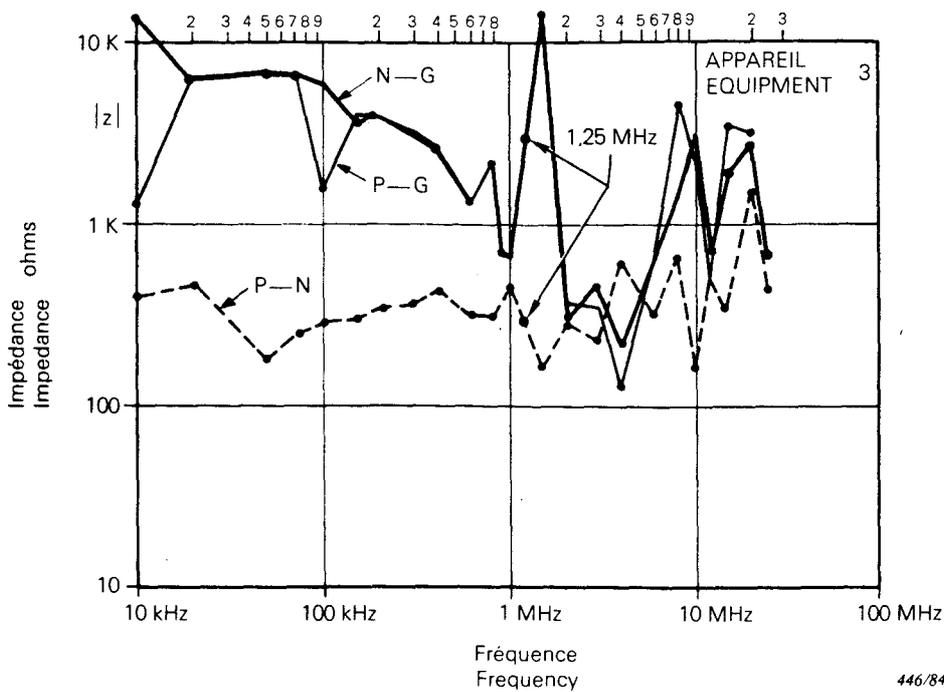


FIGURE B3

446/84

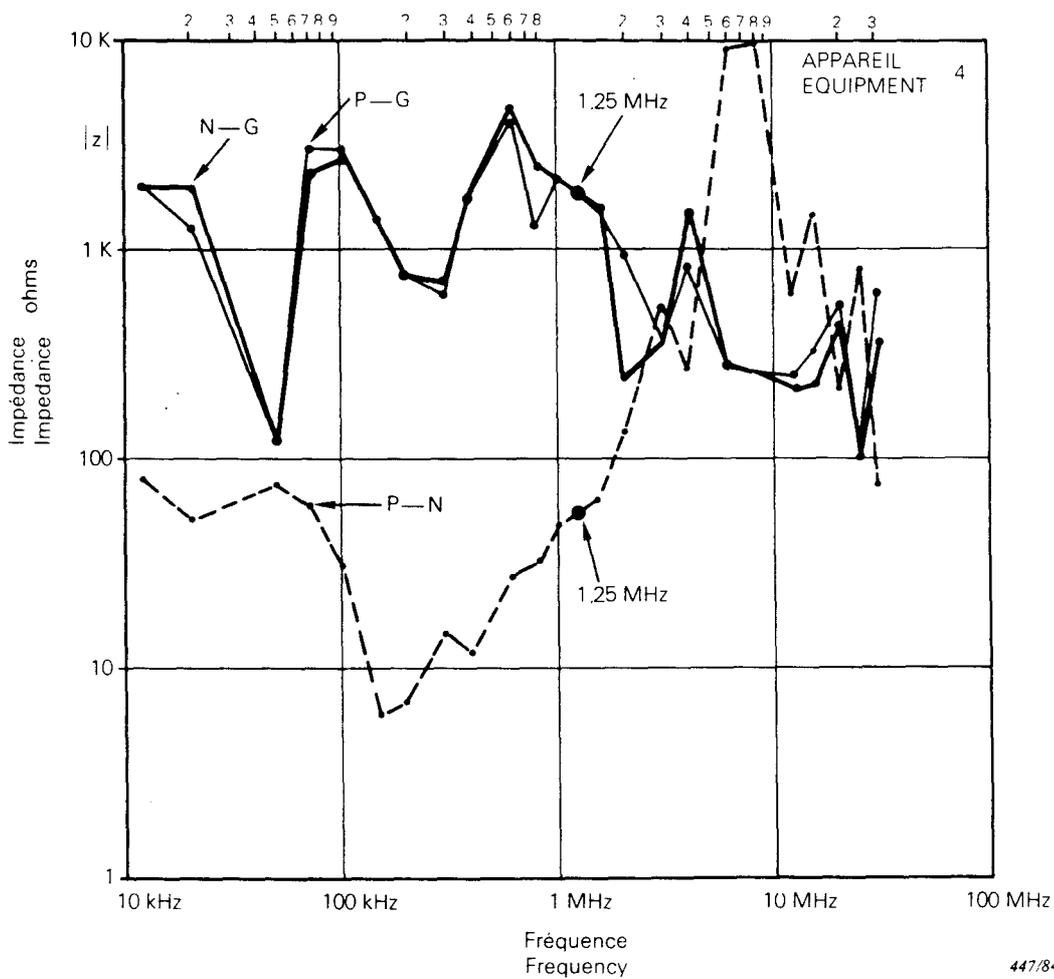


FIGURE B4

447/84

— Page blanche —

— Blank page —

## ANNEXE C

## EXEMPLE DE SONDE DE MESURE

(voir figure 15, page 74)

La sonde est constituée d'une boîte métallique sur laquelle est montée une fiche. Le conducteur de protection est directement branché sur la boîte métallique. A l'intérieur, la boîte est divisée en deux compartiments (l'un pour le réseau de couplage du neutre et l'autre pour le réseau de couplage de la phase) par un écran métallique qui est soudé aux parois de la boîte, et par conséquent au conducteur de protection. De ce fait, il y a une bonne isolation de diaphonie et les réseaux de couplage ont un trajet de retour par la terre à très faible impédance. De plus, la diaphonie généralement observée entre les deux broches de la fiche est retenue. Le schéma du réseau de couplage utilisé est représenté sur la figure 16, page 75. Les spécifications du réseau seront satisfaites par le dispositif d'essai relatif à l'essai de la sonde, conformément au paragraphe 6.1.2.3. La sortie du réseau est branchée sur un connecteur BNC, et la position de ce connecteur est choisie de telle sorte que des interconnexions à faible inductance soient possibles.

---

## APPENDIX C

## EXAMPLE OF A MONITORING PROBE

(See Figure 15, page 74)

The probe consists of a metal box on which the plug is mounted. The protective conductor is connected directly to the metal box. Inside, the box is divided into two compartments (one for the neutral coupling network and one for the phase coupling network) by means of a metal screen, which is soldered to the walls of the box and, consequently, to the protective conductor. As a result, there is good cross-talk isolation, and the coupling networks have a very low impedance ground return path. Moreover, the cross-talk, in practice present between the two pins of the plug, is retained. The coupling network circuit diagram is shown in Figure 16, page 75. The specifications of the network will be met by the probe-testing arrangement according to Sub-clause 6.1.2.3. The output of the network is connected to a BNC connector, and the position of the connector is chosen such that low-inductance interconnections are possible.

---

LICENSED TO MECON Limited. - RANCHI/BANGALORE  
FOR INTERNAL USE AT THIS LOCATION ONLY, SUPPLIED BY BOOK SUPPLY BUREAU.

LICENSED TO MECON Limited. - RANCHI/BANGALORE  
FOR INTERNAL USE AT THIS LOCATION ONLY, SUPPLIED BY BOOK SUPPLY BUREAU.

---

**ICS 33.100**

---