

**NORME  
INTERNATIONALE  
INTERNATIONAL  
STANDARD**

**CEI  
IEC**

**61196-1-112**

Première édition  
First edition  
2006-03

---

---

**Câbles coaxiaux de communication –**

**Partie 1-112:  
Méthodes d'essai électrique –  
Essai de l'affaiblissement de réflexion  
(uniformité d'impédance)**

**Coaxial communication cables –**

**Part 1-112:  
Electrical test methods –  
Test for return loss  
(uniformity of impedance)**



Numéro de référence  
Reference number  
CEI/IEC 61196-1-112:2006

## Numérotation des publications

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

## Editions consolidées

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

## Informations supplémentaires sur les publications de la CEI

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

- **Site web de la CEI** ([www.iec.ch](http://www.iec.ch))
- **Catalogue des publications de la CEI**

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

- **IEC Just Published**

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

- **Service clients**

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

Email: [custserv@iec.ch](mailto:custserv@iec.ch)  
Tél: +41 22 919 02 11  
Fax: +41 22 919 03 00

## Publication numbering

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

## Consolidated editions

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

## Further information on IEC publications

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

- **IEC Web Site** ([www.iec.ch](http://www.iec.ch))
- **Catalogue of IEC publications**

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

- **IEC Just Published**

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

- **Customer Service Centre**

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

Email: [custserv@iec.ch](mailto:custserv@iec.ch)  
Tel: +41 22 919 02 11  
Fax: +41 22 919 03 00

**NORME  
INTERNATIONALE  
INTERNATIONAL  
STANDARD**

**CEI  
IEC**

**61196-1-112**

Première édition  
First edition  
2006-03

---

---

**Câbles coaxiaux de communication –**

**Partie 1-112:  
Méthodes d'essai électrique –  
Essai de l'affaiblissement de réflexion  
(uniformité d'impédance)**

**Coaxial communication cables –**

**Part 1-112:  
Electrical test methods –  
Test for return loss  
(uniformity of impedance)**

© IEC 2006 Droits de reproduction réservés — Copyright - all rights reserved

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

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

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



Commission Electrotechnique Internationale  
International Electrotechnical Commission  
Международная Электротехническая Комиссия

CODE PRIX  
PRICE CODE

**Q**

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

## SOMMAIRE

AVANT-PROPOS.....	4
1 Domaine d'application .....	8
2 Références normatives.....	8
3 Termes et définitions .....	8
4 Principe.....	8
5 Méthode d'essai .....	10
5.1 Equipement d'essai .....	10
5.2 Préparation des éprouvettes d'essai.....	10
5.3 Principe de correction d'erreurs (étalonnage) de l'équipement d'essai.....	10
5.4 Nombre de points de mesure.....	12
5.5 Longueur du câble en essai.....	12
5.6 Procédure .....	14
5.6.1 Généralités.....	14
5.6.2 Méthode de la bande de fréquence unique .....	14
5.6.3 Méthode du sous-intervalle.....	16
5.6.4 Méthode d'espacement en fréquence à variation continue .....	16
6 Rapport d'essai .....	16
7 Exigence .....	16
 Annexe A (informative) Exigence sur l'espacement en fréquence pour la mesure de l'affaiblissement de réflexion des câbles RF .....	 18
Figure A.1 – Modèle de réflexion .....	20
Figure A.2 – Pic de résonance .....	28
Figure A.3 – Comparaison des largeurs de bande à 3 dB théoriques et mesurées des pics de résonance.....	30

## CONTENTS

FOREWORD.....	5
1 Scope.....	9
2 Normative references .....	9
3 Terms and definitions .....	9
4 Principle .....	9
5 Test method .....	11
5.1 Test equipment .....	11
5.2 Preparation of test specimen .....	11
5.3 Principle of error correction (calibration) of test equipment.....	11
5.4 Number of measuring points.....	13
5.5 Length of cable under test.....	13
5.6 Procedure .....	15
5.6.1 General .....	15
5.6.2 Single frequency band method .....	15
5.6.3 Subinterval method.....	17
5.6.4 Continuously varying frequency spacing method.....	17
6 Test report.....	17
7 Requirement.....	17
 Annex A (informative) Requirement on the frequency spacing for the measurement of the return loss of r.f. cables .....	 19
 Figure A.1 – Reflection model.....	 21
Figure A.2 – Resonance peak.....	29
Figure A.3 – Comparison of theoretical and measured 3 dB bandwidths of resonance peaks.....	31

# COMMISSION ÉLECTROTECHNIQUE INTERNATIONALE

## CÂBLES COAXIAUX DE COMMUNICATION –

### Partie 1-112: Méthodes d'essai électrique – Essai de l'affaiblissement de réflexion (uniformité d'impédance)

#### AVANT-PROPOS

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

La Norme internationale CEI 61196-1-112 a été établie par le sous-comité 46A: Câbles coaxiaux, du comité d'études 46 de la CEI: Câbles, fils, guides d'ondes, connecteurs, composants passifs pour micro-onde et accessoires.

Le texte de cette norme est issu des documents suivants:

FDIS	Rapport de vote
46A/780/FDIS	46A/792/RVD

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

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

## INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION

## COAXIAL COMMUNICATION CABLES –

**Part 1-112: Electrical test methods –  
Test for return loss (uniformity of impedance)**

## FOREWORD

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

International Standard IEC 61196-1-112 has been prepared by subcommittee 46A: Coaxial cables, of IEC technical committee 46: Cables, wires, waveguides, r.f. connectors, r.f. and microwave passive components and accessories.

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

FDIS	Report on voting
46A/780/FDIS	46A/792/RVD

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

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

La présente partie de la CEI 61196 fait partie d'une série de normes développées pour les *câbles coaxiaux de communication*. La série comprendra les parties suivantes:

- Partie 1: Spécification générique – Généralités, définitions et exigences
- Partie 1-1: Agrément de savoir-faire pour câbles coaxiaux
- Partie 1-1XX: Méthodes d'essai électrique
- Partie 1-2XX: Méthodes d'essai d'environnement
- Partie 1-3XX: Méthodes d'essai mécanique
- Partie 1-4XX: Méthodes d'essai d'immunité électromagnétique
- Partie 4: Spécification intermédiaire pour les câbles rayonnants
- Partie 5: Spécification intermédiaire pour les câbles verticaux et de distribution dédiés aux réseaux pour antennes communautaires
- Partie 5-1: Spécification particulière cadre pour les câbles verticaux de distribution dédiés aux réseaux pour antennes communautaires
- Partie 6: Spécification intermédiaire pour les câbles de raccordement
- Partie 6-1: Spécification particulière cadre pour les câbles de raccordement dédiés aux réseaux pour antennes communautaires

Le comité a décidé que le contenu de cette publication ne sera pas modifié avant la date de maintenance indiquée sur le site web de la CEI sous "<http://webstore.iec.ch>" dans les données relatives à la publication recherchée. A cette date, la publication sera

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

This part of IEC 61196 is one of a series of standards being developed for *coaxial communication cables*. The series will comprise the following parts:

- Part 1: Generic specification – General, definitions and requirements
- Part 1-1: Capability approval for coaxial cables
- Part 1-1XX: Electrical test methods
- Part 1-2XX: Environmental test methods
- Part 1-3XX: Mechanical test methods
- Part 1-4XX: Electromagnetic compatibility test methods
- Part 4: Sectional specification for radiating cables
- Part 5: Sectional specification for CATV trunk and distribution cables
- Part 5-1: Blank detail specification for CATV trunk distribution cables
- Part 6: Sectional specification for drop cables
- Part 6-1: Blank detail specification for CATV drop cables

The committee has decided that the contents of this publication will remain unchanged until the maintenance result date indicated on the IEC web site under "<http://webstore.iec.ch>" in the data related to the specific publication. At this date, the publication will be

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

## CÂBLES COAXIAUX DE COMMUNICATION –

### Partie 1-112: Méthodes d'essais électriques – Essai de l'affaiblissement de réflexion (uniformité d'impédance)

#### 1 Domaine d'application

La présente partie de la CEI 61196 s'applique aux câbles coaxiaux de communication. Elle spécifie les méthodes d'essais pour la détermination de l'affaiblissement de réflexion (uniformité d'impédance).

#### 2 Références normatives

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

CEI 61196-1, *Câbles coaxiaux de communication – Partie 1: Spécification générique – Généralités, définitions et exigences*

#### 3 Termes et définitions

Pour les besoins du présent document, les termes et définitions de la CEI 61196-1 s'appliquent.

#### 4 Principe

Le affaiblissement de réflexion est utile pour quantifier le niveau (la quantité) de signal réfléchi dans un câble coaxial. Le affaiblissement de réflexion combine les effets des réflexions dues à l'écart par rapport à l'impédance nominale du câble en essai (par exemple 50  $\Omega$  ou 75  $\Omega$ ) et les effets structurels, et il est spécifié lorsque la performance du système est l'intérêt majeur.

Lorsque l'étalonnage de l'analyseur de réseau et de l'élément du paramètre  $S$  est réalisé par rapport à l'impédance de référence, le affaiblissement de réflexion est:

$$RL = -20 \log |S_{11}|$$

où

$$S_{11} = \frac{\sqrt{P_r}}{\sqrt{P_i}}$$

$P_r$  est la puissance réfléchie;

$P_i$  est la puissance incidente.

Etabli en termes d'impédances, le affaiblissement de réflexion est donné par:

$$RL = -20 \log \left| \frac{Z_T - Z_R}{Z_T + Z_R} \right|$$

# COAXIAL COMMUNICATION CABLES –

## Part 1-112: Electrical test methods – Test for return loss (uniformity of impedance)

### 1 Scope

This part of IEC 61196 applies to coaxial communications cables. It specifies test methods for determining the return loss (uniformity of impedance).

### 2 Normative references

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

IEC 61196-1, *Coaxial communication cables – Part 1: Generic specification – General, definitions and requirements*

### 3 Terms and definitions

For the purposes of this document, the terms and definitions given in IEC 61196-1 apply.

### 4 Principle

Return loss is useful for quantifying the level (amount) of the reflected signal in a coaxial cable. Return loss combines the effects of reflections due to both the deviation from the nominal impedance of the cable under test (such as 50 Ω or 75 Ω) and structural effects and is specified when system performance is the primary interest.

When calibration of the network analyser and *S*-parameter unit is performed relative to the reference impedance, the return loss is:

$$RL = -20 \log |S_{11}|$$

where

$$S_{11} = \frac{\sqrt{P_r}}{\sqrt{P_i}}$$

where

$P_r$  is the reflected power;

$P_i$  is the incident power.

Stated in terms of the impedances the return loss is given by

$$RL = -20 \log \left| \frac{Z_T - Z_R}{Z_T + Z_R} \right|$$

où

$RL$  est le affaiblissement de réflexion, en dB;

$Z_T$  est l'impédance complexe mesurée, en ohms ( $\Omega$ ), obtenue à partir de mesures du câble raccordé où l'extrémité la plus éloignée est raccordée à  $Z_R$ ;

$Z_R$  est l'impédance de référence, en ohms ( $\Omega$ ), (50  $\Omega$ , 75  $\Omega$ , ou selon ce qui est approprié).

## 5 Méthode d'essai

### 5.1 Equipement d'essai

Un analyseur de réseau vectoriel (VNA; en anglais *vector network analyser*) capable de réaliser les mesures  $S_{11}/S_{22}$  et un kit d'étalonnage avec les normes d'étalonnage (circuit ouvert, court-circuit et chargé).

### 5.2 Préparation des éprouvettes d'essai

Des connecteurs d'essais de précision à faibles réflexions intrinsèques doivent être installés aux deux extrémités de l'éprouvette d'essai pour permettre le raccordement direct à l'analyseur de réseau et/ou à la charge de terminaison.

### 5.3 Principe de correction d'erreurs (étalonnage) de l'équipement d'essai

Une description détaillée de la procédure de correction d'erreurs (étalonnage) est fournie dans le manuel de l'analyseur de réseau vectoriel.

Les mesures de l'affaiblissement de réflexion dépendent fortement de la directivité du pont ou du coupleur directionnel ( $E_D$ ), du suivi des réponses en fréquence ( $E_R$ ) et de l'adaptation de source ( $E_S$ ). Ces 3 erreurs sont liées aux données réelles ( $S_{11a}$ ) et aux données mesurées ( $S_{11m}$ ) par:

$$S_{11m} = E_D + \frac{S_{11a} \cdot E_R}{1 - E_S \cdot S_{11a}} \quad (1)$$

Si les 3 erreurs sont connues, un affaiblissement de réflexion corrigé du dispositif en essai peut être obtenu. On trouve les erreurs en mesurant le système utilisant 3 normes indépendantes avec des caractéristiques connues. Ces normes correspondent à des terminaisons de charge étalonnée, en circuit ouvert et en court-circuit.

La mesure d'une charge étalonnée ( $S_{11a} = 0$ ) donne lieu à:

$$S_{11\text{chargé}} = E_D \quad (2)$$

La mesure d'un court-circuit ( $S_{11a} = -1$ ) donne lieu à:

$$S_{11\text{court-circuit}} = E_D + \frac{-E_R}{1 + E_S} \quad (3)$$

Le circuit ouvert donne la troisième condition indépendante. Les connecteurs ouverts ont des capacités parasites; ainsi, un circuit ouvert de conception spéciale avec une phase connue  $\phi_O$  est utilisé, ce qui aboutit à:

$$S_{11\text{circuit ouvert}} = E_D + \frac{1 \angle \phi_O \cdot E_R}{1 - E_S \cdot 1 \angle \phi_O} \quad (4)$$

where

$RL$  is the return loss, in dB;

$Z_T$  is the measured complex impedance, in ohms ( $\Omega$ ), obtained from terminated cable measurements where the distant end is terminated in  $Z_R$ ;

$Z_R$  is the reference impedance, in ohms ( $\Omega$ ), (50  $\Omega$ , 75  $\Omega$ , or as appropriate).

## 5 Test method

### 5.1 Test equipment

A Vector Network Analyser (VNA) capable of performing  $S_{11}/S_{22}$  measurements and a calibration kit with calibration standards (open, short, load).

### 5.2 Preparation of test specimen

Precision test connectors with small inherent reflections shall be fitted on both ends of the test specimen to allow direct connection to the network analyser and/or, terminating load.

### 5.3 Principle of error correction (calibration) of test equipment

A detailed description of the error correction (calibration) procedure is given in the manual of the VNA.

Return-loss measurements are strongly dependent on the directivity of the directional bridge or coupler ( $E_D$ ), frequency response tracking ( $E_R$ ) and source match ( $E_S$ ). These 3 errors are related to the actual data ( $S_{11a}$ ) and the measured data ( $S_{11m}$ ) by

$$S_{11m} = E_D + \frac{S_{11a} \cdot E_R}{1 - E_S \cdot S_{11a}} \quad (1)$$

If the 3 errors are known, a corrected return loss of the device under test can be obtained. The errors are found by measuring the system using 3 independent standards with known characteristics. These standards are a calibrated load, open-circuit and short-circuit terminations.

Measuring a calibrated load ( $S_{11a} = 0$ ) results in

$$S_{11load} = E_D \quad (2)$$

Measuring a short circuit ( $S_{11a} = -1$ ) results in

$$S_{11short} = E_D + \frac{-E_R}{1 + E_S} \quad (3)$$

The open circuit gives the third independent condition. Open connectors have parasite capacitances, thus a specially designed open circuit with known phase  $\phi_O$  is used, which results in

$$S_{11open} = E_D + \frac{1 \angle \phi_O \cdot E_R}{1 - E_S \cdot 1 \angle \phi_O} \quad (4)$$

A partir des 3 équations ci-dessus, les 3 erreurs (dans des systèmes idéaux,  $E_D = 0$ ,  $E_S = 0$  et  $E_R = 1$ ) peuvent être calculées. Enfin, le affaiblissement de réflexion peut être calculé.

La correction d'erreurs (étalonnage) doit être effectuée au niveau du plan où le câble en essai (CUT; en anglais *cable under test*) sera connecté pour la mesure. Tous les adaptateurs et les circuits d'adaptation d'impédance utilisés doivent être inclus dans la procédure de correction d'erreurs (étalonnage).

#### 5.4 Nombre de points de mesure

Les analyseurs de réseaux vectoriels effectuent des mesures à des points discrets en fréquence. Afin d'obtenir la mesure correcte pour les pics à bande étroite dans le affaiblissement de réflexion, l'espacement en fréquence entre 2 fréquences de mesures voisines ne doit pas être trop grand.

La largeur de bande des pics de réflexion dépend de l'affaiblissement du câble. Plus l'affaiblissement est élevé, plus la largeur de bande est grande, et par conséquent plus grand pourrait être l'espacement en fréquence entre 2 points de mesure. L'affaiblissement du câble pour les câbles RF dépend de la fréquence et augmente avec la fréquence. De ce fait, enfin, l'espacement en fréquence maximal autorisé entre deux points de mesure augmente avec la fréquence de mesure <sup>1,2</sup>.

L'espacement en fréquence  $\Delta f$  entre 2 points de mesure quelconques doit être de:

$$\Delta f \leq 1,4 \cdot \frac{300 \cdot v_r}{868,6 \cdot \pi} \cdot a(f) \cdot \sqrt{10^{\frac{\Delta a_{r,f}}{10}} - 1} \quad (5)$$

où

$\Delta f$  est l'espacement en fréquence maximal autorisé entre 2 points de mesure, en MHz;

$a(f)$  est l'affaiblissement du câble à la fréquence mesurée, en dB/100 m;

$v_r$  est la vitesse relative;

$\Delta a_{r,f}$  est l'erreur maximale autorisée qui peut être provoquée par l'espacement en fréquence, en dB;

1,4 est le facteur qui prend en compte la différence entre les investigations théoriques et pratiques.<sup>3</sup>

Sauf spécification contraire, l'erreur maximale autorisée provoquée par l'espacement en fréquence doit être de  $\Delta a_{r,f} \leq 1$  dB.

#### 5.5 Longueur du câble en essai

La modification de l'affaiblissement de réflexion pour les faibles écarts en fréquence par rapport à la fréquence de résonance des pics de réflexion ne dépend pas de la longueur du câble. Cependant, la valeur maximale du pic dépend de la longueur. Lorsque la longueur d'essai diminue, le affaiblissement de réflexion augmente. La modification est décrite par  $\Delta a_{r,L}$ .

1 46XA/Sec105/INF: Proposition pour l'espacement en fréquence des mesures de l'affaiblissement de réflexion des câbles RF.

2 46XA/Sec104/INF: Exigence sur l'espacement en fréquence pour la mesure de l'affaiblissement de réflexion des câbles RF.

3 46XA/BE0122/INF: Calculs et mesures concernant le nombre de points par rapport à l'espacement en fréquence.

From the above 3 equations the 3 errors (in ideal systems  $E_D = 0$ ,  $E_S = 0$  and  $E_R = 1$ ) can be calculated. Finally, the return loss can be calculated.

The error correction (calibration) shall be done at the plane where the cable under test (CUT) will be connected for the measurement. All adaptors and impedance matching circuits used shall be included in the error correction (calibration) procedure.

#### 5.4 Number of measuring points

VNAs measure at discrete frequency points. In order to get the correct measurement for narrowband peaks in the return loss, the frequency spacing between 2 neighbouring measurement frequencies shall not be too large.

The bandwidth of reflection peaks is dependent on the cable attenuation. The higher the attenuation, the larger the bandwidth, and consequently the larger could be the frequency spacing between 2 measurement points. The cable attenuation for RF cables is frequency-dependent and increases with frequency. Thus, finally, the maximum permitted frequency spacing between two measuring points increases with the measurement frequency<sup>1,2</sup>.

The frequency spacing  $\Delta f$  between any 2 measuring points shall be:

$$\Delta f \leq 1,4 \cdot \frac{300 \cdot v_r}{868,6 \cdot \pi} \cdot a(f) \cdot \sqrt{10^{\frac{\Delta a_{r,f}}{10}} - 1} \quad (5)$$

where

- $\Delta f$  is the maximum permitted frequency spacing between 2 measurement points, in MHz;
- $a(f)$  is the cable attenuation at the measured frequency, in dB/100 m;
- $v_r$  is the relative velocity;
- $\Delta a_{r,f}$  is the maximum permitted error which can be caused by the frequency spacing, in dB;
- 1,4 is the factor which takes into account the difference between theoretical and practical investigations.<sup>3</sup>

If not specified otherwise, the maximum permitted error caused by the frequency spacing shall be  $\Delta a_{r,f} \leq 1$  dB.

#### 5.5 Length of cable under test

The change in return loss for small frequency deviations from the resonance frequency of reflection peaks does not depend on the cable length. However, the maximum value of the peak is length-dependent. With decreasing test length, the return loss increases. The change is described by  $\Delta a_{r,L}$ .

1 46XA/Sec105/INF: Proposal for the frequency spacing of return loss measurements of RF cables.

2 46XA/Sec104/INF: Requirement on the frequency spacing for the measurement of the return loss of RF cables.

3 46XA/BE0122/INF: Calculations and measurements concerning the number of points resp. frequency spacing.

$$\Delta a_{r,L} = a_r(L_2) - a_r(L_1) = 20 \log_{10} \left( \frac{1 - e^{-2\alpha L_1}}{1 - e^{-2\alpha L_2}} \right) \quad (6)$$

où

$L$  est la longueur du câble en essai, en m;

$\alpha$  est l'affaiblissement du câble à la fréquence mesurée, en Np/m;

$a_r(L)$  est le affaiblissement de réflexion pour une longueur spécifique  $L$ .

Par conséquent, la longueur du câble en essai doit être indiquée dans le rapport d'essai.

## 5.6 Procédure

### 5.6.1 Généralités

Le affaiblissement de réflexion ( $S_{11}$  ou  $S_{22}$ ) du câble en essai doit être mesuré avec l'analyseur de réseau vectoriel sur la plage de fréquences spécifiée.

Les exigences pour l'espacement en fréquence conformément à 5.4 doivent être remplies. Plusieurs méthodes sont possibles, certaines étant mentionnées ci-après.

- Méthode de la bande de fréquences unique, où l'espacement en fréquence entre 2 points de mesure est constant sur l'ensemble de la bande de fréquences.
- Méthode du sous-intervalle, où la bande de fréquences de mesure est divisée en plusieurs sous-intervalles. L'espacement en fréquence est constant dans chaque sous-intervalle, mais est différent d'un sous-intervalle à un autre.
- Méthode d'espacement en fréquence à variation continue, où l'on fait varier l'espacement en fréquence entre 2 points de mesure de manière continue en fonction de l'affaiblissement du câble à la fréquence de mesure.

Toute autre méthode qui remplit les exigences pour l'espacement en fréquence conformément à 5.4 est autorisée. Il incombe à l'utilisateur de choisir la méthode appropriée.

### 5.6.2 Méthode de la bande de fréquence unique

Certains analyseurs de réseaux vectoriels permettent la mesure d'un nombre infini de points en fréquence. Dans ce cas, la mesure peut être effectuée en un balayage avec le nombre suivant de points de mesure:

$$NOP \geq \frac{f_{\max} - f_{\min}}{\Delta f} + 1 \quad (7)$$

où

$NOP$  est le nombre minimal de points en fréquence nécessaires à un balayage unique sur tout l'intervalle en fréquence spécifié;

$\Delta f$  est l'espacement en fréquence maximal autorisé entre 2 points de mesure, en MHz, calculé pour  $f_{\min}$ ;

$f_{\min}$  est la fréquence la plus faible de l'intervalle à mesurer, en MHz;

$f_{\max}$  est la fréquence la plus élevée de l'intervalle à mesurer, en MHz.

$$\Delta a_{r,L} = a_r(L_2) - a_r(L_1) = 20 \log_{10} \left( \frac{1 - e^{-2\alpha L_1}}{1 - e^{-2\alpha L_2}} \right) \quad (6)$$

where

$L$  is the length of the CUT, in m;

$\alpha$  is the cable attenuation at the measured frequency, in Np/m;

$a_r(L)$  is the return loss for a specific length  $L$ .

Therefore, the length of the CUT shall be stated in the test report.

## 5.6 Procedure

### 5.6.1 General

The return loss ( $S_{11}$  or  $S_{22}$ ) of the CUT shall be measured with the VNA over the specified frequency range.

The requirements for frequency spacing according to 5.4 shall be fulfilled. Several methods are possible, some of which are mentioned hereunder.

- Single frequency band method, where the frequency spacing between 2 measurement points is constant over the whole frequency band.
- Subinterval method, where the frequency band to be measured is divided into several subintervals. The frequency spacing is constant in each subinterval but is different from one subinterval to another.
- Continuously varying frequency spacing method, where the frequency spacing between 2 measuring points is varied continuously as a function of the cable attenuation at the frequency to be measured.

Any other method which fulfils the requirements for frequency spacing according to 5.4 is permitted. It is up to the user to choose an appropriate method.

### 5.6.2 Single frequency band method

Some VNA allow the measurement of an infinite number of frequency points. In this case, the measurement could be made in one sweep with the following number of measuring points.

$$NOP \geq \frac{f_{\max} - f_{\min}}{\Delta f} + 1 \quad (7)$$

where

$NOP$  is the minimum number of frequency points necessary for a single sweep over the whole specified frequency interval;

$\Delta f$  is the maximum permitted frequency spacing between 2 measurement points, in MHz, calculated for  $f_{\min}$ ;

$f_{\min}$  is the lowest frequency of the interval to be measured, in MHz;

$f_{\max}$  is the highest frequency of the interval to be measured, in MHz.

### 5.6.3 Méthode du sous-intervalle

Dans le cas d'un analyseur de réseau vectoriel à nombre limité de points en fréquence, l'intervalle en fréquence à mesurer peut être divisé en sous-intervalles, si l'étendue en fréquence du sous-intervalle peut être calculée par:

$$f_{\max} - f_{\min} \leq (NOP - 1) \cdot \Delta f \quad (8)$$

où

- $NOP$  est le nombre de points en fréquence disponibles par l'analyseur de réseau;  
 $\Delta f$  est l'espacement en fréquence maximal autorisé entre 2 points de mesure, en MHz, calculé pour  $f_{\min}$ ;  
 $f_{\min}$  est la fréquence la plus faible du sous-intervalle à mesurer, en MHz;  
 $f_{\max}$  est la fréquence la plus élevée du sous-intervalle à mesurer, en MHz.

### 5.6.4 Méthode d'espacement en fréquence à variation continue

Au lieu de mesurer une plage de fréquences balayées, des fréquences uniques pourraient être mesurées. La distance entre 2 points de mesure pourrait alors être soumise à une variation continue d'une fréquence d'essai à une autre en fonction de l'affaiblissement du câble. L'espacement en fréquence maximal autorisé entre 2 fréquences de mesure successives est calculé conformément à 5.4.

## 6 Rapport d'essai

Le rapport d'essai doit fournir les conditions d'essai suivantes:

- température en degrés;
- longueur du câble en essai, en m;
- erreur maximale en raison de l'effet de l'espacement en fréquence, en dB;
- réglages de l'analyseur, tels que le temps de balayage, la largeur de bande à FI, le facteur de moyennage.

Le rapport d'essai doit enregistrer pour chaque bande de fréquences spécifiée la valeur la plus défavorable de l'affaiblissement de réflexion et la fréquence correspondante.

## 7 Exigence

Les valeurs ne doivent pas dépasser les exigences de la spécification intermédiaire ou particulière applicable.

### 5.6.3 Subinterval method

In the case of VNA with a limited number of frequency points, the frequency interval to be measured may be divided into subintervals, where the frequency span of the subinterval can be calculated by:

$$f_{\max} - f_{\min} \leq (NOP - 1) \cdot \Delta f \quad (8)$$

where

- NOP* is the number of frequency points available by the network analyser;  
 $\Delta f$  is the maximum permitted frequency spacing between 2 measurement points, in MHz, calculated for  $f_{\min}$ ;  
 $f_{\min}$  is the lowest frequency of the subinterval to be measured, in MHz;  
 $f_{\max}$  is the highest frequency of the subinterval to be measured, in MHz.

### 5.6.4 Continuously varying frequency spacing method

Instead of measuring a swept frequency range, single frequencies could be measured. The distance between 2 measuring points could then continuously be varied from one test frequency to another as a function of the cable attenuation. The maximum permitted frequency spacing between 2 successive measurement frequencies is calculated according to 5.4.

## 6 Test report

The test report shall give the following test conditions:

- temperature in degrees;
- length of CUT, in m;
- maximum error due to frequency spacing effect, in dB;
- analyser settings such as sweep time, IF bandwidth, averaging factor.

The test report shall for each specified frequency band record the worst value of the return loss and the corresponding frequency.

## 7 Requirement

The values shall not exceed the requirements of the relevant sectional or detail specification.

## Annexe A (informative)

### Exigence sur l'espacement en fréquence pour la mesure de l'affaiblissement de réflexion des câbles RF

#### A.1 Généralités

De nos jours, les caractéristiques dépendant de la fréquence pour les câbles coaxiaux sont mesurées au moyen d'analyseurs de réseaux vectoriels, qui effectuent des mesures aux fréquences discrètes. Afin d'obtenir une mesure correcte pour les pics à bande étroite dans le affaiblissement de réflexion, l'espacement en fréquence entre 2 fréquences de mesures voisines ne doit pas être trop grand.

La CEI 61196-1:1995 a exigé un certain nombre de points de mesure en fonction de l'étendue en fréquence et de la longueur des échantillons:

$$n \geq \frac{5 \cdot (f_2 - f_1)l}{(150 \cdot v_r)} \quad (\text{A.1})$$

où

- $f$  est la fréquence, en MHz;
- $l$  est la longueur d'échantillon, en m;
- $v_r$  est la vitesse relative.

Cette équation donne lieu à des nombres élevés, par exemple:

- une plage de fréquences comprise entre 5 MHz et 3 GHz (qui est commune pour les câbles CATV);
- un diélectrique PE massif (cas le plus défavorable);
- une longueur de câble de 100 m

donnent lieu à 15 140 points de mesure. Le affaiblissement de réflexion des câbles (CATV) est généralement mesuré sur des longueurs de production de 1 000 m, ce qui aboutit alors à des nombres 10 fois plus grands. La prise en considération des câbles coaxiaux, qui sont utilisés jusqu'à 12 GHz ou 20 GHz (par exemple câbles semi-rigides ou câbles RG) donne lieu à au moins 36 000 points de mesure pour une longueur de 100 m. Cependant, les analyseurs de réseaux vectoriels normalisés ne fournissent en général que 1 601 points par balayage en fréquence. Bien qu'il existe des solutions logicielles, qui fournissent en principe des points de mesure infinis, il est intéressant de connaître combien de points de mesure sont nécessaires pour obtenir un résultat correct.

La présente annexe examine la largeur de bande de résonance dans les mesures de l'affaiblissement de réflexion. La largeur de bande augmente avec l'affaiblissement du câble, c'est-à-dire avec la fréquence. Avec l'augmentation de la largeur de bande de résonance, l'espacement en fréquence pourrait être augmenté et, de ce fait, le nombre de points de mesure pourrait être diminué. Il est également prouvé que la largeur de bande du pic de résonance est indépendante de la longueur du câble.

## Annex A (informative)

### Requirement on the frequency spacing for the measurement of the return loss of r.f. cables

#### A.1 General

Nowadays, the frequency-dependent characteristics of coaxial cables are measured by the means of VNA, which measure at discrete frequencies. In order to get the correct measure for narrowband peaks in return loss, the frequency spacing between 2 neighbouring measurement frequencies shall not be too large.

IEC 61196-1:1995 required a number of measurement points depending on the frequency span and the sample length:

$$n \geq \frac{5 \cdot (f_2 - f_1) l}{(150 \cdot v_r)} \quad (\text{A.1})$$

where

- $f$  is the frequency, in MHz;
- $l$  is the sample length, in m;
- $v_r$  is the relative velocity.

This equation results in high numbers, for example, a

- frequency range of 5 MHz to 3 GHz (which is common for CATV cables);
- solid PE dielectric (worst case);
- cable length of 100 m

results in 15 140 measurement points. Usually, the return loss (of CATV) cables is measured on production lengths of 1 000 m which then results in numbers which are 10 times higher. Considering coaxial cables, which are used up to 12 GHz or 20 GHz (for example, semi-rigid cables or RG cables) will result in at least 36 000 measurement points for a length of 100 m. However, standard VNA in general only provide 1 601 points per frequency sweep. Although there exist software solutions which in principle provide infinite measurement points, it is of interest to know how many measurement points are needed to get a correct result.

This annex investigates the bandwidth of resonances in return-loss measurements. The bandwidth increases with the cable attenuation, i.e. with the frequency. With an increasing resonance bandwidth, the frequency spacing could be increased, and, thus, the number of measurement points could be decreased. It is also demonstrated that the bandwidth of the resonance peak is independent on the cable length.

K. Erdel a déjà effectué une investigation<sup>4</sup>. Il a modélisé les réflexions par des capacités parallèles réparties de façon discontinue, qui ne sont applicables que pour certaines causes de la réflexion mais, en réalité, nous avons également des réflexions réparties de façon continue.

## A.2 Bases physiques

### A.2.1 Généralités

Les points critiques dans les courbes de l'affaiblissement de réflexion sont ceux comportant des pics. Les pics de résonance sont provoqués par des variations périodiques de l'impédance caractéristique et pourraient comporter des bandes très étroites.

Pour les câbles homogènes avec écarts localisés de l'impédance caractéristique (par exemple aux extrémités de câble), il est également nécessaire d'être vigilant. Dans ce cas, la réponse en fréquence de l'affaiblissement de réflexion varie périodiquement avec un taux de répétition élevé, en particulier pour de grandes distances et des câbles avec un affaiblissement faible. Mais, en général, les réflexions provoquées par le défaut d'adaptation du câble sont inférieures par comparaison aux réflexions provoquées par des variations structurelles sur la longueur du câble.

### A.2.2 Modèle de l'affaiblissement de réflexion

#### A.2.2.1 Généralités

Le modèle illustré à la Figure A.1 décrit les hétérogénéités de l'impédance caractéristique par des réflexions. En faisant la somme des ondes réfléchies de chaque réflexion unique se propageant au début du câble, on aboutit au coefficient de réflexion à l'entrée du câble.

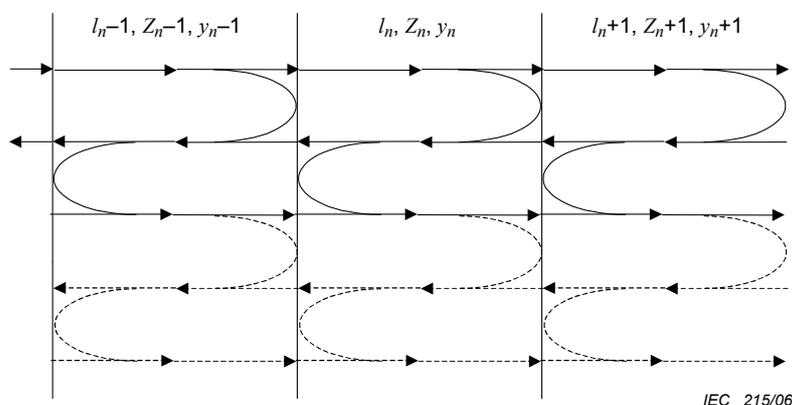


Figure A.1 – Modèle de réflexion

#### A.2.2.2 Solution prenant en compte toutes les réflexions multiples

Une onde se propageant d'une ligne de transmission  $n$  avec l'impédance  $Z_n$  à une ligne de transmission  $n + 1$  avec l'impédance  $Z_{n+1}$  est réfléchié avec le facteur de réflexion  $r_{n,n+1}$ . Du fait de la réflexion, l'onde derrière le point de réflexion est modifiée par le facteur  $(1+r_{n,n+1})$ . Le fait de prendre en compte toutes les réflexions multiples et l'effet de propagation de l'onde donne lieu à une série géométrique. Concernant l'onde résultante dans le sens rétrograde (la somme des ondes réfléchies), on obtient ce qui suit:

<sup>4</sup> *Auswirkung periodischer Kabelstörstellen auf die Übertragung von Breitbandsignalen*; K. Erdel; Siemens Forsch.- u. Entwickl.- Ber. Bd. 5 (1976) Nr. 4, Springer-Verlag 1976

An investigation has been carried out by K. Erdel<sup>4</sup>. He modelled the reflections by discontinuously distributed parallel capacitances which are only applicable for certain causes of the reflection, but, in reality, continuously distributed reflections also exist.

## A.2 Physical basics

### A.2.1 General

The critical points in return-loss curves are those with peaks. Those resonant peaks are caused by periodic variations of the characteristic impedance and could be of very small bandwidth.

Also, for homogenous cables with concentrated deviations of the characteristic impedance (for example, at the cable ends), one needs to be careful. In this case, the frequency response of the return loss is changing periodically with a high repetition rate, especially for long distances and cables with low attenuation. But, in general, the reflections caused by the mismatch of the cable are fewer compared to the reflections caused by structural variations along the cable length.

### A.2.2 Return-loss model

#### A.2.2.1 General

The model illustrated in Figure A.1 describes the inhomogeneities of the characteristic impedance by reflections. Summing up the reflected waves of each single reflection propagating to the beginning of the cable results in the reflection coefficient at the cable input.

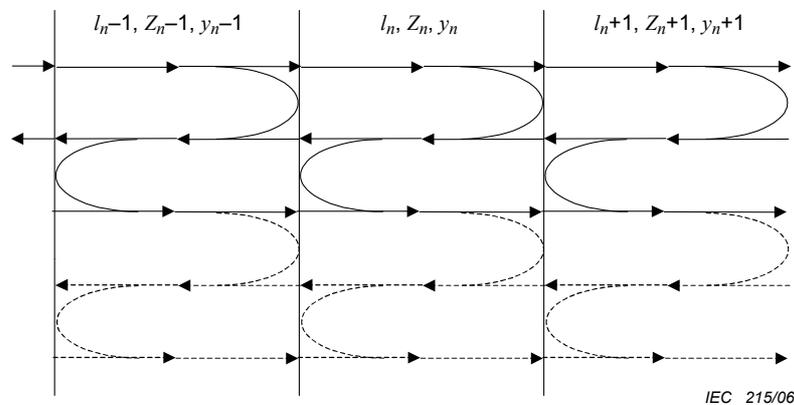


Figure A.1 – Reflection model

#### A.2.2.2 Solution taking into account all multiple reflections

A wave propagating from a transmission line  $n$  with the impedance  $Z_n$  to a transmission line  $n + 1$  with the impedance  $Z_{n+1}$  is reflected with the reflection factor  $r_{n,n+1}$ . Due to the reflection, the wave behind the point of the reflection is changed by the factor  $(1 + r_{n,n+1})$ . Taking into account all multiple reflections and the wave propagation effect results in a geometric series. For the resulting wave in the backward direction (the sum of the reflected waves) the following is obtained:

<sup>4</sup> *Auswirkung periodischer Kabelstörstellen auf die Übertragung von Breitbandsignalen*; K. Erdel; Siemens Forsch.- u. Entwickl.- Ber. Bd. 5 (1976) Nr. 4, Springer-Verlag 1976.

$$B_n = \frac{\sum u_r}{u_i} = \frac{(1 - r_{n,n-1}^2) r_{n,n+1} e^{-2\gamma_n l_n}}{1 - r_{n,n-1} r_{n,n+1} e^{-2\gamma_n l_n}} - r_{n,n-1} \quad (\text{A.2})$$

$$r_{n,n-1} = \frac{Z_{n-1} - Z_n}{Z_{n-1} + Z_n} \quad (\text{A.3})$$

$$r_{n,n+1} = \frac{Z_{n+1} - Z_n}{Z_{n+1} + Z_n} \quad (\text{A.4})$$

et concernant l'onde résultante dans le sens direct, on obtient ce qui suit:

$$F_n = \frac{\sum u_f}{u_i} = \frac{(1 - r_{n,n-1})(1 + r_{n,n+1}) e^{-2\gamma_n l_n}}{1 - r_{n,n-1} r_{n,n+1} e^{-2\gamma_n l_n}} \quad (\text{A.5})$$

Ces équations peuvent être directement appliquées pour le calcul des ondes résultantes se propageant en arrière et en avant des câbles homogènes avec des écarts localisés de l'impédance caractéristique (par exemple aux extrémités de câble).

### A.2.2.3 Solution approximative

Les équations ci-dessus ne sont pas utiles pour les réflexions réparties (de façon continue) sur la longueur de câble. Cependant, à condition qu'il s'agisse de faibles réflexions locales, les réflexions multiples peuvent être négligées. Dans ce cas, les réflexions réparties peuvent être intégrées sur la longueur de câble pour obtenir le coefficient de réflexion résultant à l'entrée du câble.

$$r_{-} = \lim_{\Delta x \rightarrow 0} \frac{Z(x + \Delta x) - Z(x)}{Z(x + \Delta x) + Z(x)} = \frac{Z'(x)}{2Z(x)} \quad (\text{A.6})$$

Pour l'onde liée à l'entrée du câble, il convient de prendre en compte l'effet de propagation de l'onde. Le coefficient de réflexion à l'entrée du câble est alors décrit par

$$r_{-}(x) = r_{-}(x) e^{-2\gamma x} \quad (\text{A.7})$$

Pour le coefficient de réflexion résultant (en négligeant les réflexions multiples), on obtient ce qui suit:

$$r_{-res} \approx \int_{x=0}^L \frac{Z'(x)}{2Z(x)} e^{-2\gamma x} dx \quad (\text{A.8})$$

Une variation sinusoïdale de l'impédance caractéristique locale sur la longueur du câble est supposée. Toute autre variation périodique pourrait être décrite par une somme des fonctions sinusoïdales (Fourier):

$$Z(x) = Z_m \left( 1 + \frac{\Delta Z}{Z_m} \sin\left(\frac{2\pi}{\lambda_Z} x\right) \right) = Z_m \left( 1 + \delta_Z \sin\left(\frac{2\pi}{\lambda_Z} x\right) \right) \quad (\text{A.9})$$

$$B_n = \frac{\sum u_r}{u_i} = \frac{(1 - r_{n,n-1}^2) r_{n,n+1} e^{-2\gamma_n l_n}}{1 - r_{n,n-1} r_{n,n+1} e^{-2\gamma_n l_n}} - r_{n,n-1} \quad (\text{A.2})$$

$$r_{n,n-1} = \frac{Z_{n-1} - Z_n}{Z_{n-1} + Z_n} \quad (\text{A.3})$$

$$r_{n,n+1} = \frac{Z_{n+1} - Z_n}{Z_{n+1} + Z_n} \quad (\text{A.4})$$

and for the resulting wave in the forward direction, the following is obtained:

$$F_n = \frac{\sum u_f}{u_i} = \frac{(1 - r_{n,n-1})(1 + r_{n,n+1}) e^{-2\gamma_n l_n}}{1 - r_{n,n-1} r_{n,n+1} e^{-2\gamma_n l_n}} \quad (\text{A.5})$$

These equations can be directly applied for the calculation of the resulting backward and forward propagating waves of homogenous cables with concentrated deviations of the characteristic impedance (for example, at the cable ends).

### A.2.2.3 Approximate solution

The above equations are not useful for reflections (continuously) distributed along the cable length. However, on condition of small local reflections, multiple reflections can be neglected. In this case, the distributed reflections can be integrated along the cable length to get the resulting reflection coefficient at the input of the cable.

$$r(x) = \lim_{\Delta x \rightarrow 0} \frac{Z(x + \Delta x) - Z(x)}{Z(x + \Delta x) + Z(x)} = \frac{Z'(x)}{2Z(x)} \quad (\text{A.6})$$

For the wave related to the cable input, the wave propagation effect should be taken into account. The reflection coefficient at the cable input is then described by

$$r_{-0}(x) = r(x) e^{-2\gamma x} \quad (\text{A.7})$$

For the resulting reflection coefficient (with neglect of multiple reflections), the following is obtained:

$$r_{-res} \approx \int_{x=0}^L \frac{Z'(x)}{2Z(x)} e^{-2\gamma x} dx \quad (\text{A.8})$$

A sinusoidal variation of the local characteristic impedance along the cable length is assumed. Any other periodic variation could be described by a sum of sinusoidal functions (Fourier):

$$Z(x) = Z_m \left( 1 + \frac{\Delta Z}{Z_m} \sin \left( \frac{2\pi}{\lambda_Z} x \right) \right) = Z_m \left( 1 + \delta_Z \sin \left( \frac{2\pi}{\lambda_Z} x \right) \right) \quad (\text{A.9})$$

où

$Z_m$  est l'impédance caractéristique moyenne;

$\lambda_Z$  est la longueur d'onde géométrique de la variation d'impédance.

$$r(x) = \frac{Z'(x)}{2Z(x)} \approx \frac{Z'(x)}{2Z_m} \tag{A.10}$$

$$r(x) = \frac{\delta_Z}{2} \frac{2\pi}{\lambda_Z} \cos\left(\frac{2\pi}{\lambda_Z} x\right) \tag{A.11}$$

Pour le coefficient de réflexion résultant à l'entrée du câble, on obtient ce qui suit:

$$r = \frac{\delta_Z}{2} \frac{2\pi}{\lambda_Z} \int_{x=0}^L \cos\left(\frac{2\pi}{\lambda_Z} x\right) \cdot e^{-2\gamma x} dx \tag{A.12}$$

La longueur du câble est toujours plus grande que la longueur d'onde géométrique de la variation d'impédance  $L \gg \lambda_Z$ . Ainsi,  $L/\lambda_Z$  peut être considéré comme un nombre entier. En prenant cela en compte, on aboutit à:

$$r = \frac{\delta_Z}{2} \cdot \frac{1}{\frac{\gamma}{\pi/\lambda_Z} + \frac{\pi/\lambda_Z}{\gamma}} \cdot (1 - e^{-2\gamma L}) \tag{A.13}$$

Le facteur entre crochets décrit la dépendance en longueur du coefficient de réflexion. Le coefficient de réflexion est maximal pour une longueur infinie.

La résonance est donnée si

$$\left| \frac{\gamma}{\pi/\lambda_Z} \right| = 1 \quad \text{c'est-à-dire} \quad \alpha^2 + \beta^2 = \left( \frac{\pi}{\lambda_Z} \right)^2 \tag{A.14}$$

avec  $\alpha\lambda_Z \ll \beta\lambda_Z$ , on obtient  $\beta\lambda_Z = \pi$ .

Dans ce cas, le coefficient de réflexion a son seul maximum absolu. En pratique, des pics de réflexions harmoniques sont souvent observés. Dans ce cas, la variation d'impédance n'est pas sinusoïdale, mais est toute autre fonction périodique qui pourrait (selon Fourier) être divisée en plusieurs composantes sinusoïdales, où chacune d'entre elles crée un pic de résonance.

$$r_{\max} = \frac{\delta_Z}{2} \cdot \frac{\pi}{2\alpha\lambda_Z} (1 - e^{-2\alpha L}) \tag{A.15}$$

Au lieu d'utiliser la constante de phase,  $\beta$ , il est plus pratique d'utiliser la longueur d'onde électrique  $\lambda_e = 2\pi/\beta$ . Nous obtenons alors à la résonance

$$\lambda_{e,\text{res}} = \frac{2\lambda_Z}{\sqrt{1 + \left(\frac{\alpha\lambda_Z}{\pi}\right)^2}} \approx 2\lambda_Z \tag{A.16}$$

where

$Z_m$  is the mean characteristic impedance;

$\lambda_Z$  is the geometric wavelength of the impedance variation.

$$r(x) = \frac{Z'(x)}{2Z(x)} \approx \frac{Z'(x)}{2Z_m} \quad (\text{A.10})$$

$$r(x) = \frac{\delta_Z}{2} \frac{2\pi}{\lambda_Z} \cos\left(\frac{2\pi}{\lambda_Z} x\right) \quad (\text{A.11})$$

For the resulting reflection coefficient at the input of the cable, the following is obtained:

$$r = \frac{\delta_Z}{2} \frac{2\pi}{\lambda_Z} \int_{x=0}^L \cos\left(\frac{2\pi}{\lambda_Z} x\right) \cdot e^{-2\gamma x} dx \quad (\text{A.12})$$

The cable length is always longer than the geometric wavelength of the impedance variation  $L \gg \lambda_Z$ . Thus,  $L/\lambda_Z$  can be considered as an integer number. Taking this into account results in

$$r = \frac{\delta_Z}{2} \cdot \frac{1}{\frac{\gamma}{\pi/\lambda_Z} + \frac{\pi/\lambda_Z}{\gamma}} \cdot (1 - e^{-2\gamma L}) \quad (\text{A.13})$$

The factor in brackets describes the length dependency of the reflection coefficient. The reflection coefficient is maximum for an infinite length.

Resonance is given if

$$\left| \frac{\gamma}{\pi/\lambda_Z} \right| = 1 \quad \text{i.e.} \quad \alpha^2 + \beta^2 = \left( \frac{\pi}{\lambda_Z} \right)^2 \quad (\text{A.14})$$

with  $\alpha\lambda_Z \ll \beta\lambda_Z$  one gets  $\beta\lambda_Z = \pi$ .

In this case, the reflection coefficient has its only absolute maximum. In practice, harmonic reflection peaks are often observed. In this case, the impedance variation is not sinusoidal, but any other periodic function which could be (according to Fourier) split in several sinusoidal components, where each of them creates a resonance peak.

$$r_{\max} = \frac{\delta_Z}{2} \cdot \frac{\pi}{2\alpha\lambda_Z} (1 - e^{-2\alpha L}) \quad (\text{A.15})$$

Instead of using the phase constant,  $\beta$ , it is more convenient to use the electrical wavelength  $\lambda_e = 2\pi/\beta$ . Then, we get at resonance

$$\lambda_{e,\text{res}} = \frac{2\lambda_Z}{\sqrt{1 + \left(\frac{\alpha\lambda_Z}{\pi}\right)^2}} \approx 2\lambda_Z \quad (\text{A.16})$$

$$f_{\text{res}} = \frac{c_0}{\lambda_{e,\text{res}} \sqrt{\epsilon_r}} = \frac{c_0}{2\lambda_Z \sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{1 + \left(\frac{\alpha\lambda_Z}{\pi}\right)^2} \approx \frac{c_0}{2\lambda_Z \sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{A.17})$$

La relation entre le coefficient de réflexion et le affaiblissement de réflexion est donnée par

$$a_r = -20 \lg |r| = 20 \lg \left| \frac{1}{r} \right| \quad (\text{A.18})$$

$$a_r = 20 \lg \left\{ \frac{\delta_Z}{2} \cdot \left| \frac{\gamma}{\pi/\lambda_Z} + \frac{\pi/\lambda_Z}{\gamma} \right| \right\} - 20 \lg (1 - e^{-2\gamma L}) \quad (\text{A.19})$$

et, à la résonance, le affaiblissement de réflexion minimal suivant est obtenu:

$$a_{r,\text{min}} = 20 \lg \left\{ \frac{2}{\delta_Z} \cdot \frac{2\alpha\lambda_Z}{\pi} \right\} - 20 \lg (1 - e^{-2\alpha L}) \quad (\text{A.20})$$

Si la fréquence dévie de la fréquence de résonance, alors le affaiblissement de réflexion varie de  $\Delta a_{r,f}$ . En supposant que  $\alpha$  et  $\beta$  ne changent pas significativement pour de petits écarts en fréquence et que  $\alpha\lambda_Z \ll 1$ , on obtient

$$f = f_{\text{res}} (1 \pm \delta_f) \quad \text{et} \quad \delta_f \ll 1 \quad (\text{A.21})$$

$$\Delta a_{r,f} = a_r - a_{r,\text{min}} = 20 \lg \frac{\pi}{2\alpha\lambda_Z} \left| \frac{\alpha\lambda_Z}{\pi} + j(1 + \delta_f) + \frac{1}{\frac{\alpha\lambda_Z}{\pi} + j(1 + \delta_f)} \right| \quad (\text{A.22})$$

$$\Delta a_{r,f} \approx 20 \lg \frac{\pi}{2\alpha\lambda_Z} \left| \frac{\alpha\lambda_Z}{\pi} \left( 1 + \frac{1}{(1 + \delta_f)^2} \right) + j \left( (1 + \delta_f) - \frac{1}{1 + \delta_f} \right) \right|$$

$$\Delta a_{r,f} \approx 20 \lg \left\{ \frac{\pi}{2\alpha\lambda_Z} \left| 2 \frac{\alpha\lambda_Z}{\pi} (1 - \delta_f) + j2\delta_f \right| \right\}$$

$$\Delta a_{r,f} \approx 20 \lg \left\{ \frac{\pi}{2\alpha\lambda_Z} \sqrt{\left( 2 \frac{\alpha\lambda_Z}{\pi} \right)^2 + 4\delta_f^2} \right\} = 10 \lg \left\{ 1 + \left( \frac{\pi}{\alpha\lambda_Z} \delta_f \right)^2 \right\}$$

et enfin:

$$\delta_f = \left| \frac{f - f_{\text{res}}}{f_{\text{res}}} \right| \approx \frac{\alpha\lambda_Z}{\pi} \sqrt{10^{\frac{\Delta a_{r,f}}{10}} - 1} \quad (\text{A.23})$$

où

$\alpha$  est l'affaiblissement du câble, en Np/m, à la fréquence mesurée;

$\Delta a_{r,f}$  est l'écart de l'affaiblissement de réflexion par rapport à la valeur maximale à la fréquence de résonance;

$$f_{\text{res}} = \frac{c_0}{\lambda_{e,\text{res}} \sqrt{\epsilon_r}} = \frac{c_0}{2\lambda_Z \sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{1 + \left(\frac{\alpha\lambda_Z}{\pi}\right)^2} \approx \frac{c_0}{2\lambda_Z \sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{A.17})$$

The relation between the reflection coefficient and the return loss is given by

$$a_r = -20 \lg |r| = 20 \lg \left| \frac{1}{r} \right| \quad (\text{A.18})$$

$$a_r = 20 \lg \left\{ \frac{\delta_Z}{2} \cdot \left| \frac{\gamma}{\pi/\lambda_Z} + \frac{\pi/\lambda_Z}{\gamma} \right| \right\} - 20 \lg |1 - e^{-2\gamma L}| \quad (\text{A.19})$$

and at the resonance, the following minimum return loss is obtained:

$$a_{r,\text{min}} = 20 \lg \left\{ \frac{2}{\delta_Z} \cdot \frac{2\alpha\lambda_Z}{\pi} \right\} - 20 \lg |1 - e^{-2\alpha L}| \quad (\text{A.20})$$

If the frequency deviates from the resonance frequency, than the return loss changes by  $\Delta a_{r,f}$ . Assuming that  $\alpha$  and  $\beta$  do not change significantly for small frequency deviations and  $\alpha\lambda_Z \ll 1$  results in

$$f = f_{\text{res}}(1 \pm \delta_f) \quad \text{and} \quad \delta_f \ll 1 \quad (\text{A.21})$$

$$\Delta a_{r,f} = a_r - a_{r,\text{min}} = 20 \lg \frac{\pi}{2\alpha\lambda_Z} \left| \frac{\alpha\lambda_Z}{\pi} + j(1 + \delta_f) + \frac{1}{\frac{\alpha\lambda_Z}{\pi} + j(1 + \delta_f)} \right| \quad (\text{A.22})$$

$$\Delta a_{r,f} \approx 20 \lg \frac{\pi}{2\alpha\lambda_Z} \left| \frac{\alpha\lambda_Z}{\pi} \left( 1 + \frac{1}{(1 + \delta_f)^2} \right) + j \left( (1 + \delta_f) - \frac{1}{1 + \delta_f} \right) \right|$$

$$\Delta a_{r,f} \approx 20 \lg \left\{ \frac{\pi}{2\alpha\lambda_Z} \left| 2 \frac{\alpha\lambda_Z}{\pi} (1 - \delta_f) + j2\delta_f \right| \right\}$$

$$\Delta a_{r,f} \approx 20 \lg \left\{ \frac{\pi}{2\alpha\lambda_Z} \sqrt{\left( 2 \frac{\alpha\lambda_Z}{\pi} \right)^2 + 4\delta_f^2} \right\} = 10 \lg \left\{ 1 + \left( \frac{\pi}{\alpha\lambda_Z} \delta_f \right)^2 \right\}$$

and finally:

$$\delta_f = \left| \frac{f - f_{\text{res}}}{f_{\text{res}}} \right| \approx \frac{\alpha\lambda_Z}{\pi} \sqrt{10^{\frac{\Delta a_{r,f}}{10}} - 1} \quad (\text{A.23})$$

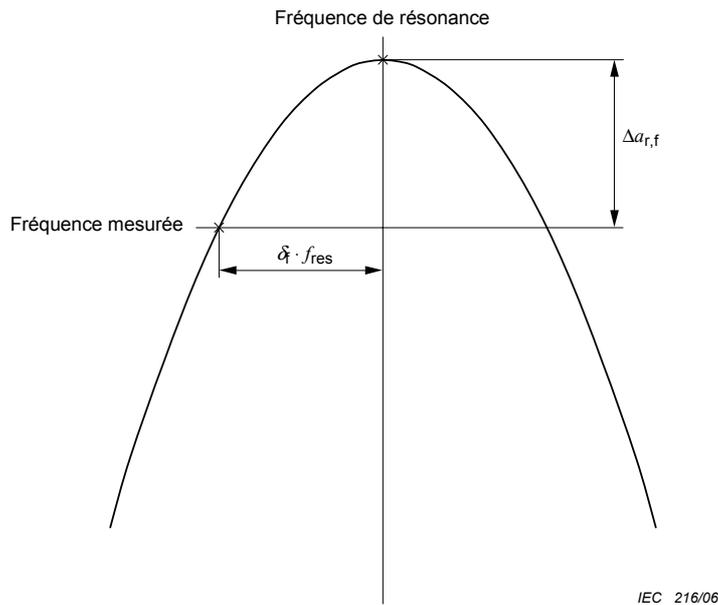
where

$\alpha$  is the attenuation of the cable, in Np/m, at the measured frequency;

$\Delta a_{r,f}$  is the deviation of the return loss from the maximum value at the resonant frequency;

- $\delta_f$  est l'écart relatif par rapport à la fréquence de résonance;
- $\lambda_z$  est la longueur d'onde géométrique de la variation d'impédance périodique (voir l'équation (A.17));
- $f$  est la fréquence mesurée, en Hz;
- $f_{res}$  est la fréquence de résonance provoquée par des variations d'impédances périodiques (voir l'équation (A.17)).

Noter que  $2\delta_f$  est la largeur de bande  $\Delta a_{r,f}$  du pic de résonance (voir Figure A.2).



**Figure A.2 – Pic de résonance**

Nous avons vu que la modification de l'affaiblissement de réflexion pour les faibles écarts en fréquence par rapport à la fréquence de résonance ne dépend pas de la longueur du câble. Cependant, la valeur maximale du pic dépend de la longueur. A partir de l'équation (A.20), on peut constater que lorsque la longueur d'essai diminue, le affaiblissement de réflexion augmente. La modification est décrite par  $\Delta a_{r,L}$ :

$$\Delta a_{r,L} = a_r(L_2) - a_r(L_1) = 20 \lg \left( \frac{1 - e^{-2\alpha L_1}}{1 - e^{-2\alpha L_2}} \right) \tag{A.24}$$

avec  $\alpha$  (Np/m).

Exemple:

Un câble coaxial avec les valeurs suivantes:

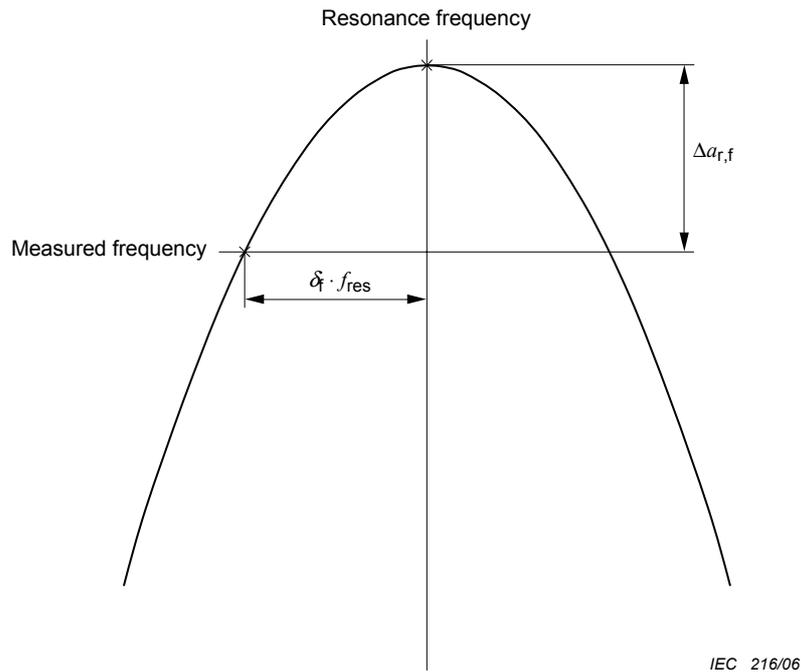
$Z_m =$  toute valeur;  $\delta_z = 10^{-3}$ ;  $\lambda_z = 1$  m;  $\epsilon_r = 2,28$ ;  $\alpha = 10$  dB/100 m = 11,5 mNp/m

donne lieu à

$a_{r,\min} = 23,3$  dB et  $\lambda_{e,res} = 2$  m ou  $f_{res} = 100$  MHz.

- $\delta_f$  is the relative deviation from the resonant frequency;  
 $\lambda_z$  is the geometric wavelength of the periodic impedance variation (see equation (A.17));  
 $f$  is the measured frequency, in Hz;  
 $f_{res}$  is the resonant frequency caused by periodic impedance variations (see equation (A.17)).

Note that  $2\delta_f$  is the  $\Delta a_{r,f}$  bandwidth of the resonant peak (see Figure A.2).



**Figure A.2 – Resonance peak**

We have seen that the change in return loss for small frequency deviations from the resonance frequency does not depend on the cable length. However, the maximum value of the peak is length-dependent. From equation (A.20), it can be seen that with decreasing test length, the return loss increases. The change is described by  $\Delta a_{r,L}$ :

$$\Delta a_{r,L} = a_r(L_2) - a_r(L_1) = 20 \lg \left( \frac{1 - e^{-2\alpha L_1}}{1 - e^{-2\alpha L_2}} \right) \quad (\text{A.24})$$

with  $\alpha$  (Np/m).

Example:

A coaxial cable with the following values:

$$Z_m = \text{any value}; \delta_z = 10^{-3}; \lambda_z = 1 \text{ m}; \varepsilon_r = 2,28; \alpha = 10 \text{ dB}/100 \text{ m} = 11,5 \text{ mNp/m}$$

results in

$$a_{r,\min} = 23,3 \text{ dB and } \lambda_{e,\text{res}} = 2 \text{ m or } f_{\text{res}} = 100 \text{ MHz.}$$

On observe une augmentation de l'affaiblissement de réflexion de 3 dB (1 dB) pour un écart en fréquence de

$$\delta_f \approx 0,365 \% (0,186 \%) \text{ ou } 365 \text{ kHz } (186 \text{ kHz}).$$

Le affaiblissement de réflexion mesuré sur une longueur de 100 m est de 0,9 dB supérieur comparé à une longueur infinie.

### A.3 Comparaison entre les résultats théoriques et pratiques

Le modèle de l'affaiblissement de réflexion théorique mentionné ci-dessus a été comparé ci-après avec les mesures pratiques.

Sur la base des investigations théoriques, l'écart en fréquence théorique par rapport à l'erreur de l'affaiblissement de réflexion d'un pic de résonance est donné par la formule suivante:

$$\delta_f = \frac{150 \cdot v_r}{8686 \cdot \pi} a(f) \sqrt{10^{\Delta a_{r,f}} - 1} \tag{A.25}$$

Plusieurs écarts ont été mesurés sur différents câbles ayant plusieurs pics et les résultats de la Figure A.3 ont été obtenus:

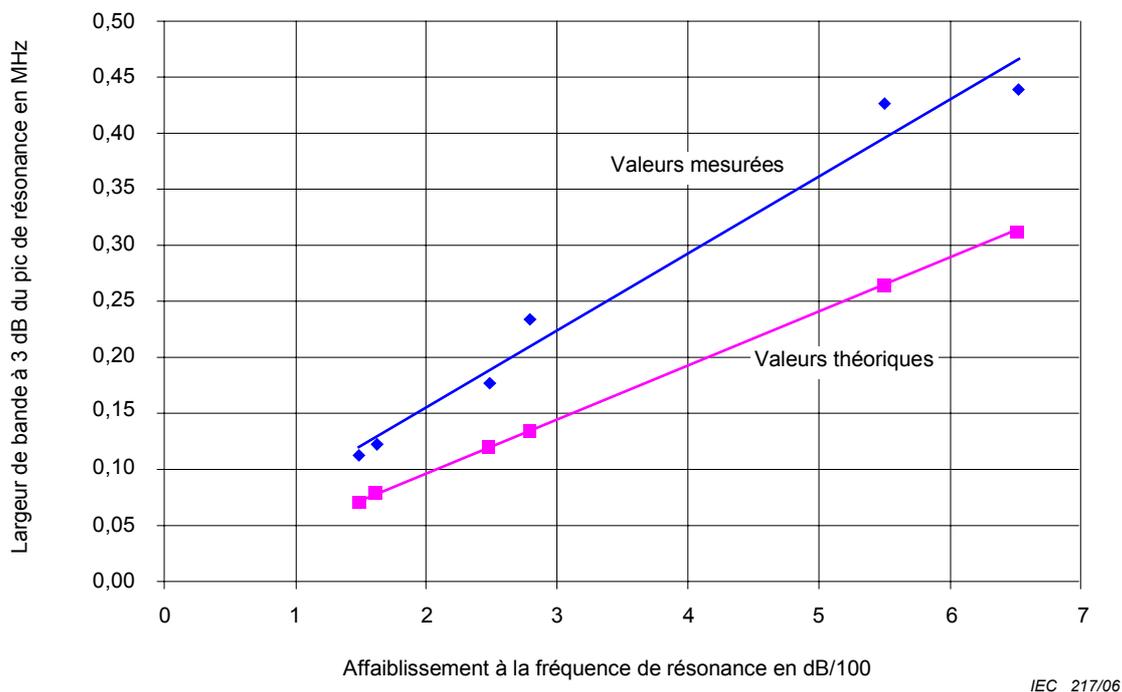


Figure A.3 – Comparaison des largeurs de bande à 3 dB théoriques et mesurées des pics de résonance

An increase of the return loss by 3 dB (1 dB) is observed for a frequency deviation of

$$\delta_f \approx 0,365 \% (0,186 \%) \text{ or } 365 \text{ kHz } (186 \text{ kHz}).$$

The return loss measured on a 100 m length is 0,9 dB higher compared to an infinite length.

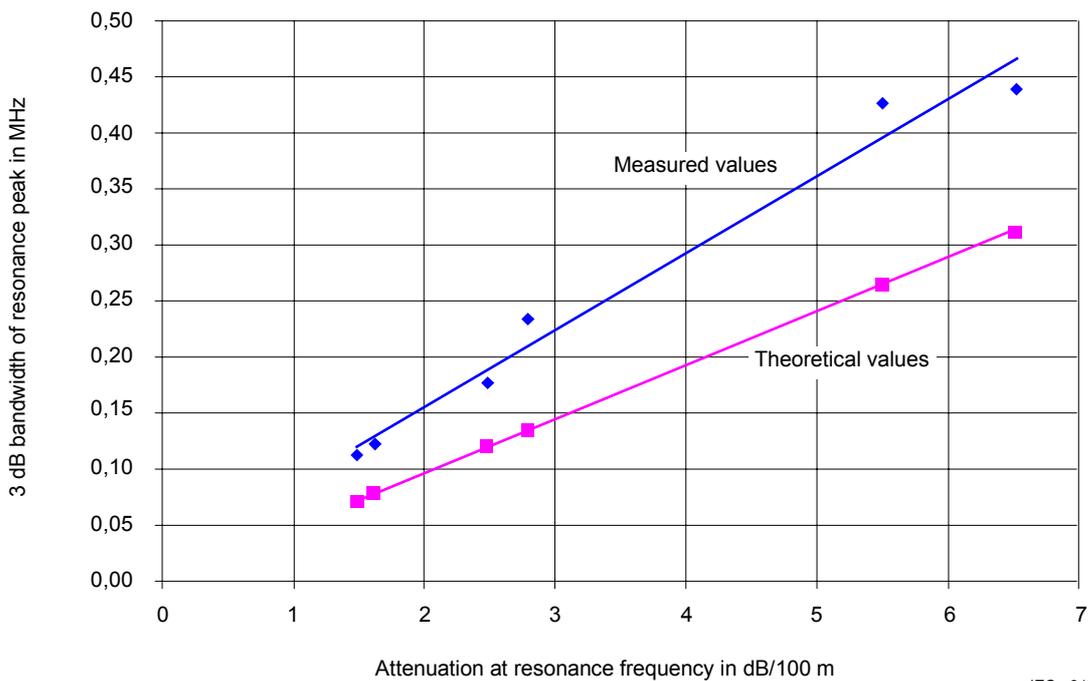
### A.3 Comparison between the theoretical and practical results

In the following, the above-mentioned theoretical return loss model has been compared with practical measurements.

Based on the theoretical investigations, the theoretical frequency deviation versus the error of the return loss of a resonance peak is given by the following formula:

$$\delta_f = \frac{150 \cdot v_r}{868,6 \cdot \pi} a(f) \sqrt{10^{\Delta a_{r,f}} - 1} \tag{A.25}$$

Several deviations were measured on different cables having several peaks and the results shown in Figure A.3 were obtained.



**Figure A.3 – Comparison of theoretical and measured 3 dB bandwidths of resonance peaks**

A partir de ces résultats, on peut noter que

- a) les valeurs expérimentales sont proportionnelles à l'affaiblissement du câble à la fréquence de résonance comme le prévoit la théorie;
- b) les écarts en fréquence expérimentaux sont plus grands que ceux calculés. Le rapport entre les valeurs expérimentales et théoriques est d'environ 1,4. La différence entre les écarts expérimentaux et théoriques peut être expliquée par le fait qu'en pratique, la variation de l'impédance le long du câble n'est pas purement sinusoïdale.

Ainsi, un facteur de correction de 1,4 est introduit, donnant lieu à un espacement en fréquence autorisé de:

$$\Delta f \leq 1,4 \cdot \frac{300 \cdot v_r}{868,6 \cdot \pi} \cdot a(f) \cdot \sqrt{10^{\frac{\Delta a_{r,f}}{10}} - 1} \tag{A.26}$$



From these results, it can be noted that

- a) the experimental values are proportional to the attenuation of the cable at the resonance frequency as expected in theory;
- b) the experimental frequency deviations are larger than those calculated. The ratio between experimental and theoretical values is about 1,4. The difference between the experimental and theoretical deviations can be explained by the fact that, in practice, the variation of the impedance along the cable is not purely sinusoidal.

Thus, a correction factor of 1,4 is introduced resulting in a permitted frequency spacing of

$$\Delta f \leq 1,4 \cdot \frac{300 \cdot v_r}{868,6 \cdot \pi} \cdot a(f) \cdot \sqrt{10^{\frac{\Delta a_{r,f}}{10}} - 1} \quad (\text{A.26})$$

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



**Standards Survey**

The IEC would like to offer you the best quality standards possible. To make sure that we continue to meet your needs, your feedback is essential. Would you please take a minute to answer the questions overleaf and fax them to us at +41 22 919 03 00 or mail them to the address below. Thank you!

Customer Service Centre (CSC)

**International Electrotechnical Commission**

3, rue de Varembé  
1211 Genève 20  
Switzerland

or

Fax to: **IEC/CSC** at +41 22 919 03 00

Thank you for your contribution to the standards-making process.

**A Prioritaire**

Nicht frankieren  
Ne pas affranchir



Non affrancare  
No stamp required

**RÉPONSE PAYÉE**

**SUISSE**

Customer Service Centre (CSC)  
**International Electrotechnical Commission**  
3, rue de Varembé  
1211 GENEVA 20  
Switzerland



**Q1** Please report on **ONE STANDARD** and **ONE STANDARD ONLY**. Enter the exact number of the standard: (e.g. 60601-1-1)

.....

**Q2** Please tell us in what capacity(ies) you bought the standard (tick all that apply). I am the/a:

- purchasing agent
- librarian
- researcher
- design engineer
- safety engineer
- testing engineer
- marketing specialist
- other.....

**Q3** I work for/in/as a: (tick all that apply)

- manufacturing
- consultant
- government
- test/certification facility
- public utility
- education
- military
- other.....

**Q4** This standard will be used for: (tick all that apply)

- general reference
- product research
- product design/development
- specifications
- tenders
- quality assessment
- certification
- technical documentation
- thesis
- manufacturing
- other.....

**Q5** This standard meets my needs: (tick one)

- not at all
- nearly
- fairly well
- exactly

**Q6** If you ticked NOT AT ALL in Question 5 the reason is: (tick all that apply)

- standard is out of date
- standard is incomplete
- standard is too academic
- standard is too superficial
- title is misleading
- I made the wrong choice
- other .....

**Q7** Please assess the standard in the following categories, using the numbers:

- (1) unacceptable,
- (2) below average,
- (3) average,
- (4) above average,
- (5) exceptional,
- (6) not applicable

- timeliness.....
- quality of writing.....
- technical contents.....
- logic of arrangement of contents .....
- tables, charts, graphs, figures.....
- other .....

**Q8** I read/use the: (tick one)

- French text only
- English text only
- both English and French texts

**Q9** Please share any comment on any aspect of the IEC that you would like us to know:

.....  
 .....  
 .....  
 .....  
 .....  
 .....  
 .....  
 .....  
 .....  
 .....





Enquête sur les normes

La CEI ambitionne de vous offrir les meilleures normes possibles. Pour nous assurer que nous continuons à répondre à votre attente, nous avons besoin de quelques renseignements de votre part. Nous vous demandons simplement de consacrer un instant pour répondre au questionnaire ci-après et de nous le retourner par fax au +41 22 919 03 00 ou par courrier à l'adresse ci-dessous. Merci !

Centre du Service Clientèle (CSC)

**Commission Electrotechnique Internationale**

3, rue de Varembé  
1211 Genève 20  
Suisse

ou

Télécopie: **CEI/CSC** +41 22 919 03 00

Nous vous remercions de la contribution que vous voudrez bien apporter ainsi à la Normalisation Internationale.

**A Prioritaire**

Nicht frankieren  
Ne pas affranchir



Non affrancare  
No stamp required

**RÉPONSE PAYÉE**

**SUISSE**

Centre du Service Clientèle (CSC)  
**Commission Electrotechnique Internationale**  
3, rue de Varembé  
1211 GENÈVE 20  
Suisse



**Q1** Veuillez ne mentionner qu'**UNE SEULE NORME** et indiquer son numéro exact:  
(ex. 60601-1-1)  
.....

**Q2** En tant qu'acheteur de cette norme, quelle est votre fonction?  
(cochez tout ce qui convient)  
Je suis le/un:

- agent d'un service d'achat
- bibliothécaire
- chercheur
- ingénieur concepteur
- ingénieur sécurité
- ingénieur d'essais
- spécialiste en marketing
- autre(s).....

**Q3** Je travaille:  
(cochez tout ce qui convient)

- dans l'industrie
- comme consultant
- pour un gouvernement
- pour un organisme d'essais/  
certification
- dans un service public
- dans l'enseignement
- comme militaire
- autre(s).....

**Q4** Cette norme sera utilisée pour/comme  
(cochez tout ce qui convient)

- ouvrage de référence
- une recherche de produit
- une étude/développement de produit
- des spécifications
- des soumissions
- une évaluation de la qualité
- une certification
- une documentation technique
- une thèse
- la fabrication
- autre(s).....

**Q5** Cette norme répond-elle à vos besoins:  
(une seule réponse)

- pas du tout
- à peu près
- assez bien
- parfaitement

**Q6** Si vous avez répondu PAS DU TOUT à Q5, c'est pour la/les raison(s) suivantes:  
(cochez tout ce qui convient)

- la norme a besoin d'être révisée
- la norme est incomplète
- la norme est trop théorique
- la norme est trop superficielle
- le titre est équivoque
- je n'ai pas fait le bon choix
- autre(s) .....

**Q7** Veuillez évaluer chacun des critères ci-dessous en utilisant les chiffres  
(1) inacceptable,  
(2) au-dessous de la moyenne,  
(3) moyen,  
(4) au-dessus de la moyenne,  
(5) exceptionnel,  
(6) sans objet

- publication en temps opportun .....
- qualité de la rédaction.....
- contenu technique .....
- disposition logique du contenu .....
- tableaux, diagrammes, graphiques,  
figures .....
- autre(s) .....

**Q8** Je lis/utilise: (une seule réponse)

- uniquement le texte français
- uniquement le texte anglais
- les textes anglais et français

**Q9** Veuillez nous faire part de vos observations éventuelles sur la CEI:

.....  
.....  
.....  
.....  
.....  
.....



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

ISBN 2-8318-8511-6



9 782831 885117

---

**ICS 33.120.10**

---