

**NORME
INTERNATIONALE
INTERNATIONAL
STANDARD**

**CEI
IEC**

61156-1

Deuxième édition
Second edition
2002-12

**Câbles multiconducteurs à paires symétriques
et quartes pour transmissions numériques –**

**Partie 1:
Spécification générique**

**Multicore and symmetrical pair/quad cables
for digital communications –**

**Part 1:
Generic specification**



Numéro de référence
Reference number
CEI/IEC 61156-1:2002

Numérotation des publications

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

Editions consolidées

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

Informations supplémentaires sur les publications de la CEI

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

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

Le catalogue en ligne sur le site web de la CEI (http://www.iec.ch/searchpub/cur_fut.htm) 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 (http://www.iec.ch/online_news/justpub/jp_entry.htm) est aussi disponible par courrier électronique. Veuillez prendre contact avec le Service client (voir ci-dessous) pour plus d'informations.

- Service clients

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

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

Publication numbering

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

Consolidated editions

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

Further information on IEC publications

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

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

The on-line catalogue on the IEC web site (http://www.iec.ch/searchpub/cur_fut.htm) 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 (http://www.iec.ch/online_news/justpub/jp_entry.htm) is also available by email. Please contact the Customer Service Centre (see below) for further information.

- Customer Service Centre

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

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

**NORME
INTERNATIONALE
INTERNATIONAL
STANDARD**

**CEI
IEC**

61156-1

Deuxième édition
Second edition
2002-12

**Câbles multiconducteurs à paires symétriques
et quartes pour transmissions numériques –**

**Partie 1:
Spécification générique**

**Multicore and symmetrical pair/quad cables
for digital communications –**

**Part 1:
Generic specification**

© IEC 2002 Droits de reproduction réservés — Copyright - all rights reserved

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

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

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



Commission Electrotechnique Internationale
International Electrotechnical Commission
Международная Электротехническая Комиссия

CODE PRIX
PRICE CODE

XB

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

SOMMAIRE

AVANT-PROPOS	8
INTRODUCTION	12
1 Généralités	14
1.1 Domaine d'application	14
1.2 Références normatives	14
1.3 Considérations d'installation	18
2 Définitions et prescriptions	18
2.1 Définitions	18
2.2 Matériaux et construction des câbles	28
3 Méthodes d'essais	34
3.1 Remarques générales	34
3.1.1 Câble non blindé	34
3.2 Essais électriques	34
3.2.1 Résistance du conducteur	34
3.2.2 Déséquilibre de résistance	34
3.2.3 Rigidité diélectrique	34
3.2.4 Résistance d'isolement	34
3.2.5 Capacité mutuelle	36
3.2.6 Déséquilibre de capacité	36
3.2.7 Impédance de transfert	36
3.3 Essais de transmission	36
3.3.1 Vitesse de propagation de groupe	36
3.3.2 Affaiblissement	38
3.3.3 Affaiblissement de symétrie	38
3.3.4 Paradiaphonie	48
3.3.5 Télédiaphonie	50
3.3.6 Impédance caractéristique	50
3.3.7 Affaiblissement de réflexion (<i>RL</i>) et affaiblissement de réflexion structurel (<i>SRL</i>)	60
3.4 Essais mécaniques et dimensionnels	64
3.4.1 Mesures dimensionnelles	64
3.4.2 Allongement à la rupture du conducteur	64
3.4.3 Résistance à la traction de l'enveloppe isolante	64
3.4.4 Allongement à la rupture de la gaine	64
3.4.5 Résistance à la traction de la gaine	64
3.4.6 Essai d'écrasement du câble	64
3.4.7 Essai au choc du câble	64
3.4.8 Essai de courbures répétées du câble	64
3.4.9 Tenue à la traction du câble	64

CONTENTS

FOREWORD	9
INTRODUCTION	13
1 General	15
1.1 Scope	15
1.2 Normative references	15
1.3 Installation considerations	19
2 Definitions and requirements	19
2.1 Definitions	19
2.2 Materials and cable construction	29
3 Test methods	35
3.1 General remarks	35
3.1.1 Unscreened cable	35
3.2 Electrical tests	35
3.2.1 Conductor resistance	35
3.2.2 Resistance unbalance	35
3.2.3 Dielectric strength	35
3.2.4 Insulation resistance	35
3.2.5 Mutual capacitance	37
3.2.6 Capacitance unbalance	37
3.2.7 Transfer impedance	37
3.3 Transmission tests	37
3.3.1 Group velocity of propagation	37
3.3.2 Attenuation	39
3.3.3 Unbalance attenuation	39
3.3.4 Near-end crosstalk	49
3.3.5 Far-end crosstalk	51
3.3.6 Characteristic impedance	51
3.3.7 Return Loss (<i>RL</i>) and Structural Return Loss (<i>SRL</i>)	61
3.4 Mechanical and dimensional measurement tests	65
3.4.1 Measurement of dimensions	65
3.4.2 Elongation at break of the conductor	65
3.4.3 Tensile strength of the insulation	65
3.4.4 Elongation at break of the sheath	65
3.4.5 Tensile strength of the sheath	65
3.4.6 Crush test of the cable	65
3.4.7 Impact test of the cable	65
3.4.8 Repeated bending of the cable	65
3.4.9 Tensile performance of the cable	65

3.5	Essais d'environnement.....	64
3.5.1	Retrait de l'enveloppe isolante	64
3.5.2	Essai d'enroulement de l'enveloppe isolante après vieillissement thermique	64
3.5.3	Essai de courbure de l'enveloppe isolante à basse température.....	66
3.5.4	Allongement à la rupture de la gaine après vieillissement	66
3.5.5	Résistance à la traction de la gaine après vieillissement.....	66
3.5.6	Essai de pression de la gaine à température élevée	66
3.5.7	Essai d'enroulement du câble à basse température	66
3.5.8	Essai de choc thermique.....	66
3.5.9	Caractéristiques de propagation de la flamme sur un câble isolé.....	66
3.5.10	Caractéristiques de propagation de la flamme sur câbles en nappes	66
3.5.11	Emission de gaz halogénés	66
3.5.12	Emission de fumées.....	66
3.5.13	Emission de gaz toxiques	66
3.5.14	Essais combinés de propagation de la flamme et d'émission de fumées pour les câbles destinés à être installés dans les vides de construction	66
Annexe A (informative)	Impédance caractéristique et méthodes <i>SRL/RL</i>	68
A.1	Equations fondamentales pour les lignes de transmission.....	68
A.2	Effets du coefficient de propagation dus à la variation structurelle périodique en relation avec les effets apparaissant dans l'affaiblissement de réflexion.....	84
A.3	Détermination de la régression par la méthode des moindres carrés de l'amplitude d'impédance et d'angle.....	90
A.4	Détermination de l'impédance caractéristique moyenne en utilisant le coefficient de propagation et la capacité	94
A.5	Détermination de l'impédance caractéristique à l'aide de la méthode de mesure de la charge.....	100
A.6	Détermination de l'exposant linéique de propagation et de l'impédance caractéristique à l'aide de la méthode circuit ouvert/court-circuit à partir de la théorie des paramètres secondaires de transmission	102
Annexe B (informative)	Méthode «circuit ouvert/court-circuit»	126
Annexe C (informative)	Affaiblissement de symétrie	130
C.1	Généralités	130
C.2	Affaiblissement de symétrie en extrémité proche et en extrémité distante	132
C.3	Fondements théoriques.....	136
Bibliographie		144
Figure 1	– Montage pour le mesure des pertes en mode différentiel des symétriseurs.....	40
Figure 2	– Montage pour la mesure des pertes en mode commun des symétriseurs.....	42
Figure 3	– Montage pour affaiblissement de symétrie en extrémité proche (ACT).....	44
Figure 4	– Montage pour affaiblissement de symétrie en extrémité distante (ATCT).....	46
Figure 5	– Schéma du circuit de mesure de la paire de câble.....	56
Figure A.1	– Paramètres secondaires de 1 kHz à 1 GHz	82
Figure A.2	– Détermination des multiples de 2π radians pour ajouter à la mesure de phase.....	98

3.5	Environmental tests	65
3.5.1	Shrinkage of the insulation	65
3.5.2	Wrapping test of the insulation after thermal ageing	65
3.5.3	Bending test of the insulation at low temperature	67
3.5.4	Elongation at break of the sheath after ageing	67
3.5.5	Tensile strength of the sheath after ageing	67
3.5.6	Sheath pressure test at high temperature	67
3.5.7	Cold bend test of the cable	67
3.5.8	Heat shock test	67
3.5.9	Flame propagation characteristics of a single cable	67
3.5.10	Flame propagation characteristics of bunched cables	67
3.5.11	Halogen gas evolution	67
3.5.12	Smoke generation	67
3.5.13	Toxic gas emission	67
3.5.14	Combined flame and smoke test for cables in environmental air handling spaces	67
Annex A (informative)	Characteristic Impedance and <i>SRL/RI</i> Methods	69
A.1	Basic transmission line equations	69
A.2	Propagation coefficient effects due to periodic structural variation related to the effects appearing in the structural return loss	85
A.3	Determination of the least squares function fit of impedance magnitude and angle	91
A.4	Determination of the mean characteristic impedance using the propagation coefficient and the capacitance	95
A.5	Determination of characteristic impedance using the terminated measurement method	101
A.6	Determination of propagation coefficient and characteristic impedance using open/short circuit method from the secondary transmission parameters theory	103
Annex B (informative)	"Open/short-circuit" method	127
Annex C (informative)	Unbalance attenuation	131
C.1	General	131
C.2	Unbalance attenuation near end and far end	133
C.3	Theoretical background	137
Bibliography		145
Figure 1	– Test set-up for the measurement of the differential-mode loss of the baluns	41
Figure 2	– Test set-up for the measurement of the common-mode loss of the baluns	43
Figure 3	– Test set-up for unbalance attenuation at near end (TCL)	45
Figure 4	– Test set-up for unbalance attenuation at far end (TCTL)	47
Figure 5	– Diagram of cable pair measurement circuit	57
Figure A.1	– Secondary parameters extending from 1 kHz to 1 GHz	83
Figure A.2	– Determining the multiple of 2π radians to add to the phase measurement	99

Figure C.1 – Transmission en mode différentiel dans une paire symétrique.....	130
Figure C.2 – Transmission en mode commun dans une paire symétrique.....	130
Figure C.3 – Circuit d'un élément infinitésimal d'une paire symétrique	138
Figure C.4 – Fonction de transfert de couplage pour une capacité de couplage de 0,4 pF/m $\pm$ 0,4 pF/m ($\ell = 100$ m; $\varepsilon_{r1} = \varepsilon_{r2} = 2, 3$)	142
Figure C.5 – fonction de transfert de couplage pour coaxial de 105 Ω	142
Tableau C.1 – Affaiblissement de symétrie en extrémité proche	132
Tableau C.2 – Affaiblissement de symétrie en extrémité distante	132
Tableau C.3 – Montage de mesure.....	134

IECNORM.COM: Click to view the full PDF of IEC 61156-1:2002

Withd2Wm

Figure C.1 – Differential-mode transmission in a symmetric pair	131
Figure C.2 – Common-mode transmission in a symmetric pair.....	131
Figure C.3 – Circuit of an infinitesimal element of a symmetric pair.....	139
Figure C.4 – Calculated coupling transfer function for a capacitive coupling of 0,4 pF/m and random $\pm 0,4$ pF/m ($\ell = 100$ m; $\varepsilon_{r1} = \varepsilon_{r2} = 2, 3$).....	143
Figure C.5 – Measured coupling transfer function of 100 m Twinax 105 Ω	143
Table C.1 – Unbalance attenuation near end.....	133
Table C.2 – Unbalance attenuation at far end.....	133
Table C.3 – Measurement set-up	135

IECNORM.COM: Click to view the full PDF of IEC 61156-1:2002

Withdrawn

COMMISSION ÉLECTROTECHNIQUE INTERNATIONALE

CÂBLES MULTICONDUCTEURS À PAIRES SYMÉTRIQUES ET QUARTES POUR TRANSMISSIONS NUMÉRIQUES –

Partie 1: Spécification générique

AVANT-PROPOS

- 1) La CEI (Commission Électrotechnique Internationale) 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. 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 documents produits se présentent sous la forme de recommandations internationales. Ils sont publiés comme normes, spécifications techniques, rapports techniques ou guides et agréés comme tels par les Comités nationaux.
- 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. Toute divergence entre la norme de la CEI et la norme nationale ou régionale correspondante doit être indiquée en termes clairs dans cette dernière.
- 5) La CEI n'a fixé aucune procédure concernant le marquage comme indication d'approbation et sa responsabilité n'est pas engagée quand un matériel est déclaré conforme à l'une de ses normes.
- 6) L'attention est attirée sur le fait que certains des éléments de la présente Norme internationale 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 61156-1 a été établie par le sous-comité 46C: Câbles symétriques et fils, du comité d'études 46 de la CEI: Câbles, fils, guides d'ondes, connecteurs, et accessoires pour communications et signalisation.

Cette deuxième édition de la CEI 61156-1 annule et remplace la première édition parue en 1994, l'amendement 1 (1991) et l'amendement 2 (2001). Cette édition constitue une révision technique.

Le document 46C/496/FDIS, circulé comme amendement 3 auprès des Comités nationaux de la CEI, a conduit à la publication de la nouvelle édition.

Le texte de cette norme est basé sur la première édition, son amendement 1, son amendement 2 et sur les documents suivants:

FDIS	Rapport de vote
46C/496/FDIS	46C/516/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

**MULTICORE AND SYMMETRICAL PAIR/QUAD CABLES
FOR DIGITAL COMMUNICATIONS –****Part 1: Generic specification**

FOREWORD

- 1) The IEC (International Electrotechnical Commission) is a worldwide organization for standardization comprising all national electrotechnical committees (IEC National Committees). The object of the 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, the IEC publishes International Standards. 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. The 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 the 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 National Committees.
- 3) The documents produced have the form of recommendations for international use and are published in the form of standards, technical specifications, technical reports or guides and they are accepted by the National Committees in that sense.
- 4) In order to promote international unification, IEC National Committees undertake to apply IEC International Standards transparently to the maximum extent possible in their national and regional standards. Any divergence between the IEC Standard and the corresponding national or regional standard shall be clearly indicated in the latter.
- 5) The IEC provides no marking procedure to indicate its approval and cannot be rendered responsible for any equipment declared to be in conformity with one of its standards.
- 6) Attention is drawn to the possibility that some of the elements of this International Standard may be the subject of patent rights. The IEC shall not be held responsible for identifying any or all such patent rights.

International Standard IEC 61156-1 has been prepared by subcommittee 46C: Wires and symmetric cables, of IEC technical committee 46: Cables, wires, waveguides, r.f. connectors and accessories for communication and signalling.

This second edition of IEC 61156-1 cancels and replaces the first edition published in 1994, amendment 1 (1994) and amendment 2 (2001). This edition constitutes a technical revision.

The document 46C/496/FDIS, circulated to the National Committees as amendment 3, led to the publication of the new edition.

The text of this standard is based on the first edition, its amendment 1, amendment 2 and on the following documents:

FDIS	Report on voting
46C/496/FDIS	46C/516/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.

Le comité a décidé que le contenu de cette publication ne sera pas modifié avant 2007.
A cette date, la publication sera

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

Le contenu du corrigendum de mars 2005 a été pris en considération dans cet exemplaire.

IECNORM.COM: Click to view the full PDF of IEC 61156-1:2002
Withdrawn

The committee has decided that the contents of this publication will remain unchanged until 2007. At this date, the publication will be

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

The contents of the corrigendum of March 2005 have been included in this copy.

Withdrawn
IECNORM.COM: Click to view the full PDF of IEC 61156-1:2002

INTRODUCTION

Les câbles utilisés pour le câblage usuel d'abonnés sont classés dans l'étude du câblage pour la technologie de l'information présentée par ISO/IEC JTC1/SC 25. Les paramètres, à prendre en considération pour choisir le câble le mieux adapté, sont les suivants:

- a) méthode de transmission;
- b) topologie du câblage.

INTRODUCTION

The cables used for customer premises wiring are classified in the study of generic cabling for information technology being produced by ISO/IEC JTC1/SC 25. Parameters to be taken into consideration prior to the selection of a suitable cable are as follows:

- a) transmission method;
- b) cabling topology.

IECNORM.COM: Click to view the full PDF of IEC 61156-1:2002

Withdrawn

CÂBLES MULTICONDUCTEURS À PAIRES SYMÉTRIQUES ET QUARTES POUR TRANSMISSIONS NUMÉRIQUES –

Partie 1: Spécification générique

1 Généralités

1.1 Domaine d'application

La présente partie de la CEI 61156 est un guide relatif aux câbles à usage intérieur qui spécifie les définitions et les prescriptions des câbles multiconducteurs à paires symétriques et à quartes, utilisés dans les systèmes de transmissions numériques tels le RNIS (ISDN), les réseaux locaux et les systèmes de transmissions de données.

1.2 Références normatives

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

CEI 60028, *Spécification internationale d'un cuivre-type recuit*

CEI 60068, *Essais d'environnement*

CEI 60068-2-14, *Partie 2: Essais. Essai N: Variations de température*

CEI 60068-2-27, *Partie 2: Essais. Essai Ea et guide: Chocs*

CEI 60068-2-29, *Partie 2: Essais. Essai Eb et guide: Secousses*

CEI 60068-2-33, *Partie 2: Essais. Guide pour les essais de variations de température*

CEI 60068-2-38, *Partie 2: Essais. Essai Z/AD: Essai cyclique composite de température et d'humidité*

CEI 60068-2-60, *Partie 2: Essais. Essai Ke: Essai de corrosion dans un flux de mélange de gaz*

CEI 60096-1:1986, *Câbles pour fréquences radioélectriques – Première partie: Prescriptions générales et méthodes de mesure*

CEI 60189-1:1986, *Câbles et fils pour basses fréquences isolés au PVC et sous gaine de PVC – Première partie: Méthodes générales d'essai et de vérification*

CEI 60304, *Couleurs de référence de l'enveloppe isolante pour câbles et fils pour basses fréquences*

CEI 60332-1, *Essais des câbles électriques soumis au feu – Partie 1: Essai sur un conducteur ou câble isolé vertical*

CEI 60332-2, *Essais des câbles électriques soumis au feu – Deuxième partie: Essai sur un petit conducteur ou câble isolé à âme en cuivre, en position verticale*

CEI 60332-3-10, *Essais des câbles électriques soumis au feu – Partie 3-10: Essai de propagation verticale de la flamme des fils ou câbles en nappes en position verticale – Appareillage*

MULTICORE AND SYMMETRICAL PAIR/QUAD CABLES FOR DIGITAL COMMUNICATIONS –

Part 1: Generic specification

1 General

1.1 Scope

This part of IEC 61156 is a guide to indoor cables which specifies the definitions and requirements of multicore, symmetrical pair and quad cables used in digital communication systems such as ISDN, local area networks and data communication systems.

1.2 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 60028, *International standard of resistance for copper*

IEC 60068, *Environmental testing*

IEC 60068-2-14, Part 2: Tests. Test N: Change of temperature

IEC 60068-2-27, Part 2: Tests. Test Ea and guidance: Shock

IEC 60068-2-29, Part 2: Tests. Test Eb and guidance: Bump

IEC 60068-2-33, Part 2: Tests. Guidance on change of temperature tests

IEC 60068-2-38, Part 2: Tests. Test Z/AD: Composite temperature/humidity cyclic test

IEC 60068-2-60, Part 2: Tests. Test Ke: Flowing mixed gas corrosion test

IEC 60096-1:1986, *Radio-frequency cables – Part 1: General requirements and measuring methods*

IEC 60189-1:1986, *Low-frequency cables and wires with PVC insulation and PVC sheath – Part 1: General test and measuring methods*

IEC 60304, *Standard colours for insulation for low-frequency cables and wires*

IEC 60332-1, *Tests on electric cables under fire conditions – Part 1: Test on a single vertical insulated wire or cable*

IEC 60332-2, *Tests on electric cables under fire conditions – Part 2: Test on a single small vertical insulated copper wire or cable*

IEC 60332-3-10, *Tests on electric cables under fire conditions – Part 3-10: Test for vertical flame spread of vertically-mounted bunched wires or cables – Apparatus*

CEI 60332-3-24, *Essais des câbles électriques soumis au feu – Partie 3-24: Essai de propagation verticale de la flamme des fils ou câbles en nappes en position verticale – Catégorie C*

CEI 60344, *Guide pour le calcul de la résistance des conducteurs de cuivre nu ou recouvert dans les câbles et fils pour basses fréquences*

CEI 60708-1:1981, *Câbles pour basses fréquences à isolation polyoléfine et gaine polyoléfine à barrière d'étanchéité – Première partie: Constitution générale et prescriptions* Modification 3 (1988)

CEI 60754-1, *Essais sur les gaz émis lors de la combustion des matériaux prélevés sur câbles – Partie 1: Détermination de la quantité de gaz acide halogéné*

CEI 60794-1-2:1999, *Câbles à fibres optiques – Partie 1-2: Spécification générique – Procédures de base applicables aux essais des câbles optiques*

CEI 60811-1-1:1993, *Méthodes d'essais communes pour les matériaux d'isolation et de gainage des câbles électriques et des câbles optiques – Partie 1: Méthodes d'application générale – Section 1: Mesure des épaisseurs et des dimensions extérieures – Détermination des propriétés mécaniques*

CEI 60811-1-2:1985, *Méthodes d'essais communes pour les matériaux d'isolation et de gainage des câbles électriques et optiques – Première partie: Méthodes d'application générale – Section deux: Méthodes de vieillissement thermique*

CEI 60811-1-3:1993, *Méthodes d'essais communes pour les matériaux d'isolation et de gainage des câbles électriques et optiques – Première partie: Méthodes d'application générale – Section trois: Méthodes de détermination de la masse volumique – Essais d'absorption d'eau – Essai de rétraction*

CEI 60811-1-4:1985, *Méthodes d'essais communes pour les matériaux d'isolation et de gainage des câbles électriques et optiques – Première partie: Méthodes d'application générale – Section quatre: Essais à basse température*

CEI 60811-3-1:1985, *Méthodes d'essais communes pour les matériaux d'isolation et de gainage des câbles électriques et optiques – Troisième partie: Méthodes spécifiques pour les mélanges PVC – Section un: Essai de pression à température élevée – Essais de résistance à la fissuration*

CEI 60811-4-1, *Méthodes d'essais communes pour les matériaux d'isolation et de gainage des câbles électriques – Quatrième partie: Méthodes spécifiques pour les mélanges polyéthylène et polypropylène – Section un: Résistance aux craquelures sous contraintes dues à l'environnement – Essai d'enroulement après vieillissement thermique dans l'air – Mesure de l'indice de fluidité à chaud – Mesure du PE du taux de noir de carbone et/ou des charges minérales*

CEI 60811-4-2:1990, *Méthodes d'essais communes pour les matériaux d'isolation et de gainage des câbles électriques – Quatrième partie: Méthodes spécifiques pour les mélanges polyéthylène et polypropylène – Section deux: Allongement à la rupture après préconditionnement – Essai d'enroulement après préconditionnement – Essai d'enroulement après vieillissement thermique dans l'air – Mesure de l'augmentation de masse – Essai de stabilité à long terme (annexe A) – Méthode d'essai pour l'oxydation catalytique par le cuivre (annexe B)*

CEI 61034 (toutes les parties), *Mesure de la densité de fumées dégagées par des câbles brûlant dans des conditions définies*

IEC 600332-3-24, *Tests on electric cables under fire conditions – Part 3-24: Test for vertical flame spread of vertically-mounted bunched wires or cables – Category C*

IEC 60344, *Guide to the calculation of resistance of plain and coated copper conductors of low-frequency cables and wires*

IEC 60708-1:1981, *Low-frequency cables with polyolefin insulation and moisture barrier polyolefin sheath – Part 1: General design details and requirements*
Amendment 3 (1988).

IEC 60754-1, *Test on gases evolved during combustion of materials from cables – Part 1: Determination of the amount of halogen acid gas*

IEC 60794-1-2:1999, *Optical fibre cables – Part 1: Generic specification – Basic optical cable test procedures*

IEC 60811-1-1:1993, *Common test methods for insulating and sheathing materials of electric cables and optical cables – Part 1: Methods for general application – Section 1: Measurement of thickness and overall dimensions – Tests for determining the mechanical properties*

IEC 60811-1-2:1985, *Common test methods for insulating and sheathing materials of electric and optical cables – Part 1: Methods for general application – Section Two: Thermal ageing methods*

IEC 60811-1-3:1993, *Common test methods for insulating and sheathing materials of electric and optical cables – Part 1: Methods for general application – Section Three: Methods for determining the density – Water absorption tests – Shrinkage test*

IEC 60811-1-4:1985, *Common test methods for insulating and sheathing materials of electric and optical cables – Part 1: Methods for general application – Section Four: Tests at low temperature*

IEC 60811-3-1:1985, *Common test methods for insulating and sheathing materials of electric and optical cables – Part 3: Methods specific to PVC compounds – Section One: Pressure test at high temperature – Tests for resistance to cracking*

IEC 60811-4-1, *Common test methods for insulating and sheathing materials of electric cables – Part 4: Methods specific to polyethylene and polypropylene compounds – Section One: Resistance to environmental stress cracking – Wrapping test after thermal ageing in air – Measurement of the melt flow index – Carbon black and/or mineral content measurement in PE*

IEC 60811-4-2:1990, *Common test methods for insulating and sheathing materials of electric cables – Part 4: Methods specific to polyethylene and polypropylene compounds – Section Two: Elongation at break after preconditioning – Wrapping test after preconditioning – Wrapping test after thermal ageing in air – Measurement of mass increase – Long-term stability test (Appendix A) – Test method for copper-catalysed oxidative degradation (Appendix B)*

IEC 61034 (all parts), *Measurement of smoke density of cables burning under defined conditions*

1.3 Considérations d'installation

Les câbles doivent être conçus pour satisfaire aux conditions d'installation relatives à chaque zone, comme suit:

a) Câbles d'appareillage

Les câbles doivent convenir pour être utilisés entre les stations de travail et les équipements périphériques (par exemple une imprimante). Les câbles doivent être souples et satisfaire en même temps aux caractéristiques de transmission prescrites permettant un raccordement à un équipement numérique.

b) Câbles pour terminaux

Les câbles doivent convenir pour être utilisés entre les terminaux et les sorties pour communications. Ils doivent être souples, légers, de faible diamètre et satisfaire en même temps aux caractéristiques de transmission et aux caractéristiques mécaniques prescrites.

c) Câbles pour câblage horizontal (capillaires)

Les câbles doivent convenir pour être utilisés entre les sorties des terminaux et les armoires de télécommunications. Les câbles peuvent être installés en conduit, chemin de câble, sous plancher et sous plafond.

Les câbles doivent avoir un comportement acceptable vis-à-vis des risques d'incendie.

d) Câbles pour câblage vertical et rocade

Les câbles doivent être adaptés aux installations horizontales ou verticales entre étages et en conséquence être conçus pour avoir une résistance mécanique adéquate et avoir un comportement acceptable vis-à-vis des risques d'incendie.

e) Câbles d'extérieur

Ces câbles sont utilisés pour interconnecter les immeubles et doivent être adaptés aux conditions d'utilisation en extérieur. Ils doivent être gainés et protégés selon la CEI 60708-1.

NOTE Les câbles pour terminaux et câbles d'appareillage sont normalement équipés, à une ou aux deux extrémités, de connecteurs appropriés. Le type de ces connecteurs ne fait pas l'objet de cette spécification.

2 Définitions et prescriptions

2.1 Définitions

Pour les besoins de ce document et en complément aux définitions données dans la partie appropriée de la CEI 60050 1, les définitions suivantes sont applicables.

2.1.1

déséquilibre de résistance

le déséquilibre de résistance entre conducteurs d'une paire ou d'un même circuit d'une quarte est défini comme étant:

$$\Delta R (\%) = (R_{\max} - R_{\min}) / (R_{\max} + R_{\min}) \times 100 \quad (\%) \quad (1)$$

où

ΔR est le déséquilibre de résistance;

$R_{\max}$ est la résistance en ohms du conducteur ayant la résistance la plus élevée;

$R_{\min}$ est la résistance en ohms du conducteur ayant la résistance la plus faible.

¹ A l'étude.

1.3 Installation considerations

The cables shall be designed to meet the installation conditions encountered for each area as follows:

a) Equipment cables

The cables shall be suitable for use between work stations and peripheral equipment (e.g. printer). The cables shall be flexible and at the same time meet the required transmission characteristics for connection to digital equipment.

b) Work area cables

The cables shall be suitable for use between the work station and the communication outlets. They shall be flexible, light weight and of small diameter and at the same time meet the required transmission and mechanical characteristics.

c) Horizontal floor wiring cables

The cables shall be suitable for use between the work area communication outlet and the communication closet. The cables may be installed in ducts, trunking and in floor and ceiling cavities.

The cables shall have acceptable performance under fire hazard conditions.

d) Riser cables and building back-bone cables

The cables shall be suitable for horizontal installation or vertically between floors and therefore are designed to have adequate mechanical strength and acceptable performance under fire hazard conditions.

e) Campus cables

These cables are used to interconnect buildings and shall be suitable for outdoor installation. The cables shall be sheathed and protected in accordance with IEC 60708-1.

NOTE The work area and equipment cables normally require suitable connectors at one or both ends. The types of connectors do not form part of this specification.

2 Definitions and requirements

2.1 Definitions

For the purposes of this document and in addition to the definitions given in the appropriate part of IEC 60050-1, the following definitions apply.

2.1.1

resistance unbalance

the resistance unbalance between conductors of a pair or in the same side of a quad is defined as:

$$\Delta R (\%) = (R_{\max} - R_{\min}) / (R_{\max} + R_{\min}) \times 100 \quad (\%) \quad (1)$$

where

ΔR is the resistance unbalance;

$R_{\max}$ is the resistance, in ohms, for the conductor with the higher resistance value;

$R_{\min}$ is the resistance, in ohms, for the conductor with the lower resistance value.

¹ Under consideration.

2.1.2

déséquilibre de capacité paire/terre ou réel/terre

le déséquilibre de capacité par rapport à la terre d'une paire ou d'un même circuit d'une quarte est défini comme la différence:

$$\Delta C_e = C_1 - C_2 \quad (2)$$

où

ΔC_e est le déséquilibre de capacité par rapport à la terre;

C_1 est la capacité entre le conducteur «a» et le conducteur «b», avec le conducteur «b» relié à tous les autres conducteurs, à l'écran et à la terre;

C_2 est la capacité entre le conducteur «b» et le conducteur «a», avec le conducteur «a» relié à tous les autres conducteurs, à l'écran et à la terre.

2.1.3

déséquilibre de capacité paire/écran ou réel/écran

le déséquilibre de capacité par rapport à l'écran d'une paire ou d'un même circuit d'une quarte est défini comme la différence:

$$\Delta C_s = C_{1s} - C_{2s} \quad (3)$$

où

ΔC_s est le déséquilibre de capacité par rapport à l'écran;

C_{1s} est la capacité entre le conducteur «a» et l'écran. Le reste des conducteurs doit être relié au point milieu d'un transformateur différentiel;

C_{2s} est la capacité entre le conducteur «b» et l'écran. Le reste des conducteurs doit être relié au point milieu d'un transformateur différentiel.

2.1.4

capacité mutuelle d'une paire

la capacité mutuelle d'une paire (ou d'un réel d'une quarte) est définie par:

$$C_m = (C_1 + C_2)/2 - C_3/4 \quad (4)$$

où

C_m est la capacité mutuelle d'une paire;

C_1 est la capacité entre le conducteur «a» et le conducteur «b», avec le conducteur «b» relié aux autres conducteurs, à l'écran et à la terre;

C_2 est la capacité entre le conducteur «b» et le conducteur «a» avec le conducteur «a» relié aux autres conducteurs, à l'écran et à la terre;

C_3 est la capacité entre les conducteurs de la paire reliés ensemble et tous les autres conducteurs reliés à l'écran et à la terre.

2.1.5

vitesse de propagation (vitesse de phase)

la vitesse de propagation est définie par la vitesse à laquelle le signal se propage dans le câble. La vitesse de propagation est exprimée en km/s. Elle peut aussi s'exprimer comme un rapport de vitesse, c'est-à-dire comme le rapport de la vitesse de propagation dans le câble sur celle de la lumière dans l'espace, cette dernière pouvant être prise comme étant égale à 299 778 km/s. La vitesse de propagation est généralement déterminée par l'angle de phase et la vitesse angulaire. La vitesse de propagation (vitesse de phase) est donnée par:

2.1.2**pair or one side of a quad to earth capacitance unbalance**

the capacitance unbalance to earth of a pair or one side of a quad is defined as:

$$\Delta C_e = C_1 - C_2 \quad (2)$$

where

ΔC_e is the pair to earth capacitance unbalance;

C_1 is the capacitance between conductor "a" and conductor "b" with conductor "b" connected to all other conductors, to the screen and to earth;

C_2 is the capacitance between conductor "b" and conductor "a" with conductor "a" connected to all other conductors, to the screen and to earth.

2.1.3**pair or one side of a quad to screen capacitance unbalance**

the capacitance unbalance to screen of a pair or one side of a quad is defined as:

$$\Delta C_s = C_{1s} - C_{2s} \quad (3)$$

where

ΔC_s is the pair to screen capacitance unbalance;

C_{1s} is the capacitance between conductor "a" and the screen. The remaining conductors shall be connected to the centre of the balance transformer.

C_{2s} is the capacitance between conductor "b" and the screen. The remaining conductors shall be connected to the centre of the balance transformer.

2.1.4**mutual capacitance of a pair**

the mutual capacitance of a pair (or with respect to the side of a quad) is defined as:

$$C_m = (C_1 + C_2)/2 - C_3/4 \quad (4)$$

where

C_m is the mutual capacitance for a pair;

C_1 is the capacitance between conductor "a" and conductor "b" with conductor "b" connected to all other conductors, to the screen and to earth;

C_2 is the capacitance between conductor "b" and conductor "a" with conductor "a" connected to all other conductors, to the screen and to earth;

C_3 is the capacitance between the conductors of the pair connected together and all other conductors connected to the screen and to earth.

2.1.5**velocity of propagation (phase velocity)**

the velocity of propagation is defined as the velocity at which the signal propagates in the cable. The velocity of propagation is expressed in km/s. The velocity of propagation may also be expressed by the velocity ratio, i.e. the ratio of the velocity of propagation in the cable compared to a wave in free space. The latter shall be taken as 299 778 km/s. The velocity of propagation is generally determined from the phase angle and the radian frequency. The velocity of propagation (phase velocity) is given by:

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = \frac{2\pi \cdot f}{\beta} \quad (5)$$

où

f est la fréquence (Hz);

v_p est la vitesse de phase (m/s);

β est la constante de phase (radian/m);

ω est la vitesse angulaire (radian/s).

2.1.6

affaiblissement linéique

l'affaiblissement linéique d'une longueur de 100 m de câble, dont l'impédance est adaptée à l'impédance du pont de mesure, est définie par:

$$\alpha = (100/L) \cdot 10 \log_{10} (P_1/P_2) \quad (6)$$

où

α est la constante d'affaiblissement en dB/100 m;

P_1 est la puissance d'entrée, l'impédance de charge étant l'impédance de la source;

P_2 est la puissance de sortie, l'impédance de charge étant l'impédance du câble en essai;

L est la longueur du câble en essai en mètres.

2.1.7

affaiblissement de symétrie

L'affaiblissement de symétrie est défini comme le rapport logarithmique de la puissance en mode différentiel à la puissance en mode commun.

$$\alpha_{u,n} = 20 \cdot \log \left| \frac{\sqrt{\frac{P_{n,com}}{P_{f,com}}}}{\sqrt{\frac{P_{diff}}{P_{diff}}}} \right| = 20 \cdot \log \left| \frac{U_{n,com}}{U_{diff}} \right| + 10 \cdot \log \left| \frac{Z_{diff}}{Z_{com}} \right| \quad (7)$$

où

α_u est l'affaiblissement de symétrie (dB);

P_{diff} est la puissance en mode différentiel adaptée (W);

P_{com} est la puissance en mode commun adaptée (W);

U_{diff} est la tension du circuit en mode différentiel (V);

U_{com} est la tension du circuit en mode commun (V);

Z_{diff} est l'impédance caractéristique du circuit en mode différentiel (Ω);

Z_{com} est l'impédance caractéristique du circuit en mode commun (Ω);

n, f sont les indices pour désigner respectivement l'extrémité proche et l'extrémité distante.

2.1.8

affaiblissement de paradiaphonie (NEXT)

l'affaiblissement de paradiaphonie (NEXT) est défini comme:

$$NEXT = 10 \log_{10} (P_{1N}/P_{2N}) \quad (dB) \quad (8)$$

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = \frac{2\pi f}{\beta} \quad (5)$$

where

f is the frequency (Hz);

v_p is the phase velocity (m/s);

β is the phase constant (radian/m);

ω is the radian frequency (radian/s).

2.1.6

attenuation

the attenuation for 100 m length of cable where the cable impedance is matched to the impedance of the test equipment, is defined as:

$$\alpha = (100/L) \cdot 10 \log_{10} (P_1/P_2) \quad (6)$$

where

α is the attenuation constant in dB/100 m;

P_1 is the input power where the load impedance is the source impedance;

P_2 is the output power where the load impedance is the test specimen impedance;

L is the length of the test specimen in metres.

2.1.7

unbalance attenuation

The unbalance attenuation is defined as the logarithmic ratio of the common-mode power to the differential-mode power.

$$\alpha_{u,n} = 20 \cdot \log \left| \frac{\sqrt{\frac{P_{n,com}}{P_{f,com}}}}{\sqrt{P_{diff}}} \right| = 20 \cdot \log \left| \frac{U_{n,com}}{U_{diff}} \right| + 10 \cdot \log \left| \frac{Z_{diff}}{Z_{com}} \right| \quad (7)$$

where

α_u is the unbalance attenuation (dB);

P_{diff} is the matched differential-mode power (W);

P_{com} is the matched common-mode power (W);

U_{diff} is the voltage in the differential-mode circuit (V);

U_{com} is the voltage in the common-mode circuit (V);

Z_{diff} is the characteristic impedance of the differential-mode circuit (Ω);

Z_{com} is the characteristic impedance of the common-mode circuit (Ω);

n, f are the indices to designate the near end and far end, respectively.

2.1.8

near-end crosstalk loss (NEXT)

near-end crosstalk loss (NEXT) is defined as:

$$\text{NEXT} = 10 \log_{10} (P_{1N}/P_{2N}) \quad (\text{dB}) \quad (8)$$

où

P_{1N} est la puissance émise dans la paire perturbatrice;

P_{2N} est la puissance recueillie sur la paire perturbée à la même extrémité de la longueur.

2.1.9

télédiaphonie (FEXT)

l'affaiblissement de télédiaphonie (IO FEXT) est défini comme:

$$\text{IO FEXT} = 10 \log_{10} (P_{1N}/P_{2F}) \quad (\text{dB}) \quad (9)$$

L'écart télédiaphonique (EL FEXT) est défini comme:

$$\text{EL FEXT} = 10 \log_{10} (P_{1F}/P_{2F}) \quad (\text{dB}) \quad (10)$$

où

P_{1N} est la puissance émise dans la paire perturbatrice;

P_{1F} est la puissance recueillie dans la paire perturbatrice à l'autre extrémité;

P_{2F} est la puissance recueillie sur la paire perturbée à l'autre extrémité de la longueur.

L'écart télédiaphonique EL FEXT diffère de l'affaiblissement de télédiaphonie IO FEXT par la valeur de l'affaiblissement de transmission de la longueur de câble considérée.

$$\text{EL FEXT} = \text{IO FEXT}_0 - \alpha \left[\frac{L_0}{100} \right] \quad (\text{dB}/100 \text{ m}) \quad (11)$$

où

α est l'affaiblissement du câble (dB/100 m);

L_0 est la longueur de câble mesurée (m);

EL FEXT est l'écart télédiaphonique à/ou ramené à une longueur de 100 m (dB/100 m);

IO FEXT₀ est la télédiaphonie mesurée (dB/longueur de câble).

2.1.10

affaiblissement total de paradiaphonie et de télédiaphonie

pour la paradiaphonie et la télédiaphonie, la somme des affaiblissements est définie par:

$$PS_j = -10 \log_{10} \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq j}}^n \left(10^{\frac{\text{X-Talk}_{ij}}{10}} \right) \quad (\text{dB}) \quad (12)$$

où

n est le nombre de paires (ou circuit réel de quarte);

X-Talk_{ij} est la diaphonie entre paire (ou circuit réel de quarte) -j- et paire (ou circuit réel de quarte) -i-;

PS_j est la somme des affaiblissements de diaphonie d'une paire (ou circuit réel de quarte) -j-.

NOTE Tous les types d'affaiblissements totaux sont couverts par la formule (12), c'est-à-dire les affaiblissements totaux de paradiaphonie, de télédiaphonie et d'écart télédiaphonique.

where

P_{1N} is the input power of the disturbing pair at the near end;

P_{2N} is the output power of the disturbed pair at the near end.

2.1.9

far-end crosstalk loss (FEXT)

input/output crosstalk loss (IO FEXT) is defined as:

$$\text{IO FEXT} = 10 \log_{10} (P_{1N}/P_{2F}) \quad (\text{dB}) \quad (9)$$

Equal level far-end crosstalk loss (EL FEXT) is defined as:

$$\text{EL FEXT} = 10 \log_{10} (P_{1F}/P_{2F}) \quad (\text{dB}) \quad (10)$$

where

P_{1N} is the input power of the disturbing pair at the near end;

P_{1F} is the output power of the disturbing pair at the far end;

P_{2F} is the output power of the disturbed pair under test at the far end.

EL FEXT is related to the IO FEXT by the attenuation of the considered cable length:

$$\text{EL FEXT} = \text{IO FEXT}_0 - \alpha \left[\frac{L_0}{100} \right] \quad (\text{dB}/100 \text{ m}) \quad (11)$$

where:

α is the attenuation of the cable (dB/100 m);

L_0 is the measured cable length (m);

EL FEXT is the equal level far-end crosstalk at or corrected to a length of 100 m (dB/100 m);

IO FEXT₀ is the measured far-end crosstalk (dB/cable length).

2.1.10

power sum (PS) of near-end and far-end crosstalk loss

for near-end and far-end crosstalk loss the power sum is defined as:

$$PS_j = -10 \log_{10} \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq j}}^n \left(10^{\frac{\text{X-Talk}_{ij}}{10}} \right) \quad (\text{dB}) \quad (12)$$

where

n is the number of pairs (or one side of quads);

X-Talk_{ij} is the crosstalk loss between pair (or one side of a quad) $-j-$ and pair (or one side of the quad) $-i-$;

PS_j is the power sum of the pair (or one side of a quad) $-j-$.

NOTE All types of power sum crosstalk losses are covered by formula (12), i.e. the power sums of near-end, input/output far-end and equal level far-end crosstalk losses.

2.1.11

impédance caractéristique

à une fréquence donnée, l'impédance caractéristique Z_c est définie comme étant l'impédance d'entrée d'une ligne homogène de longueur infinie. Z_∞ est la valeur atteinte asymptotiquement par l'impédance caractéristique à haute fréquence

2.1.12

impédance de transfert de surface

l'impédance de transfert de surface Z_T de l'écran d'un tronçon de câble court et homogène est définie comme le quotient de la tension longitudinale induite dans le circuit secondaire (intérieur) sur le courant transitant dans le circuit primaire (extérieur)

2.1.13

temps de propagation de phase

le temps de propagation de phase est obtenu à partir de la vitesse de propagation V_f comme suit:

$$\text{temps de propagation de phase: } 10^9/V_f \quad (\text{ns/km}) \quad (13)$$

2.1.14

symétriseur (BALUN)*

c'est un transformateur symétriseur adaptateur d'impédance symétrique asymétrique

2.1.15

retard de phase

le retard de phase est défini comme étant l'inverse de la vitesse de phase pour un câble de longueur l . Le retard de phase est donné par:

$$T = \frac{l}{v_p} \quad (14)$$

où

T est le retard de phase (s),

l est la longueur du câble (m).

2.1.16

écart de retard de phase (distorsion)

l'écart de retard de phase (distorsion) est défini comme étant la différence de retard de phase entre deux paires quelconques du câble. L'écart de retard de phase (distorsion) est exprimé par:

$$\Delta T = \left| l \left(\frac{1}{v_{p_1}} - \frac{1}{v_{p_2}} \right) \right| \quad (15)$$

où

p_1 désigne une paire;

p_2 , l'autre paire, et

ΔT est l'écart de retard de phase (distorsion).

* BALanced-UNbalanced.

2.1.11**characteristic impedance**

at a given frequency the characteristic impedance, Z_C is defined as the input impedance of a homogeneous line of infinite length. Z_∞ is the asymptotic value the characteristic impedance approaches at high frequencies

2.1.12**surface transfer impedance**

the surface transfer impedance, Z_T of the screen of an electrically short longitudinally uniform cable is defined as the quotient of the longitudinal voltage induced in the secondary (inner) circuit to the current flowing in the primary (outer) circuit

2.1.13**group propagation delay**

the group propagation delay is obtained from a determination of the velocity of propagation, V_f , as follows:

$$\text{group propagation delay} = 10^9/V_f \quad (\text{ns/km}) \quad (13)$$

2.1.14**balun**

a balun is a BALanced to UNbalanced impedance matching transformer

2.1.15**phase delay**

the phase delay is defined as the inverse of the phase velocity along a cable of length l . The phase delay is given by:

$$T = \frac{l}{v_p} \quad (14)$$

where

T is the phase delay (s);

l is the length of the cable (m).

2.1.16**differential phase delay (skew)**

the differential delay (skew) is defined as the difference in phase delay between any two pairs in the cable. The differential delay (skew) is defined as:

$$\Delta T = \left| l \left(\frac{1}{v_{p_1}} - \frac{1}{v_{p_2}} \right) \right| \quad (15)$$

where

the index p_1 refers to the one pair;

p_2 to the other pair, and

ΔT is the differential delay (skew).

2.2 Matériaux et construction des câbles

2.2.1

remarques générales

le choix des matériaux et la construction des câbles doivent être compatibles avec l'application et l'installation du câble. Une attention particulière doit être prise pour satisfaire aux prescriptions particulières relatives au comportement au feu (tels que l'inflammabilité, les fumées, le dégagement de gaz halogénés, etc.)

2.2.2

construction des câbles

la construction des câbles doit être effectuée conformément aux détails et dimensions donnés dans la spécification particulière applicable

2.2.3

conducteur

le conducteur est en cuivre recuit uniforme en qualité et sans défaut. Les propriétés du cuivre sont conformes à la CEI 60028

Le conducteur peut être soit massif, soit divisé. Le conducteur massif doit être de section circulaire et peut être en cuivre nu ou revêtu. Normalement le conducteur massif doit être tréfilé d'un seul tenant. Des soudures dans le conducteur massif sont permises sous réserve que la résistance à la rupture de la soudure ne soit pas inférieure à 85 % de celle d'un conducteur non soudé.

Le conducteur divisé doit être constitué de brins de section circulaire, sans isolation entre eux, assemblés en couches concentriques ou en paquet (tordon).

NOTE Un tordon (assemblage paquet) est déconseillé pour les applications par connexion auto-dénudante (CAD).

Les brins élémentaires peuvent être en cuivre nu ou revêtu.

Normalement le brin doit être tréfilé d'un seul tenant. Des soudures sur les brins élémentaires sont permises sous réserve que la résistance à la rupture de la soudure ne soit pas inférieure à 85 % de la résistance à la rupture d'un brin non soudé. Les soudures sur conducteur divisé complet ne sont pas autorisées excepté si permis et prescrit dans la spécification particulière du câble.

La résistance et le déséquilibre de résistance en courant continu du conducteur, quand spécifié, doivent être conformes à la spécification particulière. La résistance maximale du conducteur doit être calculée conformément à la CEI 60344.

Les conducteurs de câbles pour station de travail (terminal) et pour appareillages peuvent être constitués d'un ou plusieurs éléments de fins rubans de cuivre ou alliage de cuivre, spiralés sur filins en fibre. La résistance maximum du conducteur doit être indiquée dans la spécification particulière du câble. Les soudures sur conducteur entier ne sont pas autorisées.

2.2.4

enveloppe isolante

l'enveloppe isolante des conducteurs est constituée d'un ou de plusieurs matériaux diélectriques appropriés. L'enveloppe isolante peut être massive, cellulaire ou composite (par exemple: foam-skin)

L'enveloppe isolante doit être continue et avec une épaisseur aussi uniforme que possible. L'épaisseur minimale de l'enveloppe isolante doit être mesurée conformément à la méthode spécifiée en 2.2.1.1 de la CEI 60189-1.

2.2 Materials and cable construction

2.2.1

general remarks

the choice of materials and cable construction shall be suitable for the intended application and installation of the cable. Particular care shall be taken to meet any special requirements for fire performance (such as burning properties, smoke generation, evolution of acid gas, etc.)

2.2.2

cable construction

the cable construction shall be in accordance with the details and dimensions given in the relevant detail cable specification

2.2.3

conductor

the conductor consists of annealed copper, uniform in quality and free from defects. The properties of the copper are in accordance with IEC 60028

The conductor may be either solid or stranded. The solid conductor shall be circular in section and may be plain or metal-coated. Normally the solid conductor shall be drawn in one piece. Joints in the solid conductor are permitted, provided that the tensile strength of a joint is not less than 85 % of the unjointed solid conductor.

The stranded conductor shall consist of strands circular in section and assembled without insulation between them by concentric stranding or bunched.

NOTE bunched strand is not recommended for IDC (insulation displacement connection) application.

The individual strands of the conductor may be plain or metal-coated.

Normally, the individual strands shall be drawn in one piece. Joints in individual strands are permitted provided that the tensile strength of a joint is not less than 85 % of the tensile strength of the unjointed individual strand. Joints in the complete stranded conductor are not permitted unless allowed and specified in the relevant detail cable specification.

The conductor d.c. resistance and resistance unbalance, when specified, shall meet the values indicated in the relevant detail cable specification. The maximum conductor d.c. resistance shall be calculated in accordance with IEC 60344.

The conductor of working area and equipment cables may consist of one or more elements of thin copper or copper alloy tape which shall be applied spirally over a fibrous thread. The maximum conductor resistance shall be specified in the relevant detail cable specification. Joints in the complete element shall not be permitted.

2.2.4

insulation

conductor insulation is composed of one or more suitable dielectric materials. The insulation may be solid, cellular or composite (e.g. foam skin)

The insulation shall be continuous, having a thickness as uniform as possible. The minimum thickness of the insulation shall be measured in accordance with the method specified in 2.2.1.1 of IEC 60189-1.

L'enveloppe isolante doit s'appliquer étroitement autour du conducteur. Les propriétés de dénudage de l'enveloppe isolante doivent être contrôlées conformément à la méthode spécifiée en 3.4 de la CEI 60189-1. Il doit être possible de séparer aisément l'enveloppe isolante du conducteur sans dommage aussi bien pour l'enveloppe isolante que pour le conducteur. L'aptitude à la dénudabilité ne s'applique pas au conducteur constitué d'un ou plusieurs éléments de fins rubans de cuivre ou alliage de cuivre, spiralés sur filins en fibre.

Lorsque prescrit, les conducteurs isolés doivent être colorés pour l'identification. Les couleurs doivent correspondre raisonnablement au standard de couleur représenté dans la CEI 60304.

NOTE Pour les assemblages de conducteurs équipés de connecteurs, l'identification n'est pas obligatoire.

2.2.5

code de couleurs de l'enveloppe isolante

le code des couleurs relatif à l'isolation est donné dans la spécification particulière du câble

2.2.6

élément de câblage

l'élément de câblage est

- un conducteur élémentaire isolé, ou
- une paire composée de deux conducteurs isolés torsadés entre eux et désignés comme conducteur «a» et conducteur «b», ou
- une quarte composée de quatre conducteurs isolés torsadés entre eux et désignés comme conducteur «a», conducteur «c», conducteur «b», conducteur «d» dans le sens de rotation.

Le choix du pas moyen maximal sur le câble terminé doit tenir compte des valeurs de diaphonie spécifiées, des facilités de manipulation et de l'intégrité de la paire ou de la quarte.

NOTE La formation de l'élément avec un pas variable peut conduire à la rencontre peu fréquente mais acceptable d'un pas maximal dépassant la valeur spécifiée.

2.2.7

blindage de l'élément de câblage

si un blindage est prescrit sur la paire ou la quarte, il peut être constitué de la façon suivante:

- a) un ruban d'aluminium contrecollé sur un ruban plastique;
- b) un ruban d'aluminium contrecollé sur un ruban plastique et un fil de continuité en cuivre nu ou revêtu au moyen duquel le ruban d'aluminium est en contact avec le fil de continuité;
- c) une tresse en cuivre nu ou revêtu;
- d) un ruban d'aluminium contrecollé sur un ruban plastique et une tresse en cuivre nu ou revêtu.

Il convient de prendre des précautions lorsque des métaux différents se trouvent en contact. Des revêtements ou autres méthodes de protection peuvent être nécessaires pour empêcher les effets de couples galvaniques.

Un rubanage de protection peut être appliqué sous et/ou sur le blindage.

2.2.8

constitution du câble

les éléments du câble peuvent être assemblés en couches concentriques ou en faisceaux. L'âme du câble peut être protégée par un rubanage en matériau non hygroscopique

NOTE Des bourrages peuvent être utilisés pour obtenir une formation cylindrique.

The insulation shall be applied to fit closely to the conductor. The stripping properties of the insulation shall be checked in accordance with the method specified in 3.4 of IEC 60189-1. It shall be possible to strip the insulation from the conductor easily and without damage to the insulation or the conductor. The stripping properties do not apply to a conductor which consists of one or more elements of thin copper or copper alloy tape applied spirally over a fibrous thread.

When required the insulated conductors shall be coloured for identification. Colours shall correspond reasonably with the standard colours shown in IEC 60304.

NOTE For connectorized assemblies, conductor identification may not be required.

2.2.5

colour code

the colour code for insulation is given in the relevant detail cable specification

2.2.6

cable element

the cable element is

- a single insulated conductor, or
- a pair consisting of two insulated conductors twisted together and designated wire "a" and wire "b", or
- a quad consisting of four insulated conductors twisted together and designated wire "a", wire "c", wire "b" and wire "d" in order of rotation.

The choice of the maximum average length of lay in the finished cable shall be made with respect to the specified crosstalk requirements, handling performance and the pair or quad integrity.

NOTE Forming the element with a variable lay can lead to the infrequent but acceptable occurrence of the maximum lay being longer than that which may be specified.

2.2.7

screening of the cable element

if a screen is required over the pair or quad, it may consist of the following:

- a) an aluminium tape laminated to a plastic tape;
- b) an aluminium tape laminated to a plastic tape and a metal-coated or plain copper drain wire whereby the metal tape is in contact with the drain wire;
- c) plain or metal-coated copper braid;
- d) an aluminium tape laminated to a plastic tape and a metal-coated or plain copper braid.

Care should be taken when putting dissimilar metals in contact with each other. Coatings or other methods of protection may be necessary to prevent galvanic interaction.

A protective wrapping may be applied under or/and over the screen.

2.2.8

cable make-up

the cable elements may be laid up in concentric layers or in unit construction. The cable core may be protected by wrappings of a non-hygroscopic tape

NOTE Fillers may be used to maintain a circular formation.

2.2.9

écran sur l'âme du câble

l'âme du câble peut être blindée par

- a) un ruban d'aluminium contrecollé sur un ruban plastique lequel est collé à la gaine;
- b) un ruban d'aluminium contrecollé sur un ruban plastique et un fil de continuité en cuivre nu ou revêtu au moyen duquel le ruban d'aluminium est en contact avec le fil de continuité;
- c) une tresse en cuivre nu ou revêtu;
- d) un ruban d'aluminium contrecollé sur un ruban plastique et une tresse en cuivre nu ou revêtu;
- e) un ruban d'aluminium ou en cuivre nu.

Il convient de prendre des précautions lorsque des métaux différents se trouvent en contact. Des revêtements ou autres méthodes de protection peuvent être nécessaires pour empêcher les interactions galvaniques.

Un rubanage de protection peut être appliqué sous et/ou sur le blindage.

2.2.10

gaine

la gaine a des performances de tenue mécanique et élastique adaptées au besoin. Ces propriétés restent suffisamment stables en utilisation normale.

La gaine doit être continue avec une épaisseur aussi uniforme que possible. L'épaisseur minimale de la gaine doit être déterminée conformément à la méthode spécifiée en 2.2.1.2 de la CEI 60189-1.

La gaine doit s'appliquer étroitement à l'âme du câble. Dans le cas des câbles blindés, la gaine ne doit pas adhérer au blindage sauf lorsqu'elle est intentionnellement collée dessus.

2.2.11

couleur de la gaine

la couleur de la gaine peut être prescrite dans la spécification particulière correspondante

2.2.12

Identification

2.2.12.1

marquage du câble

chaque longueur de câble indique le nom du fabricant et si nécessaire l'année de fabrication en utilisant l'une des méthodes suivantes:

- a) filin ou rubans colorés;
- b) ruban imprimé;
- c) repères imprimés sur le revêtement de l'assemblage;
- d) marquage sur la gaine.

Des marquages supplémentaires peuvent être demandés sur la gaine comme indiqué dans la spécification particulière.

2.2.12.2

étiquetage

des informations sont données soit sur une étiquette attachée à chaque longueur du câble déterminé, soit à l'extérieur de l'emballage, comme suit:

- a) type de câble;
- b) nom du fabricant ou logo;
- c) année de fabrication;
- d) longueur du câble en mètres.

2.2.9**screening of the cable core**

the cable core may be screened by

- a) an aluminium tape laminated to a plastic tape which is bonded to the sheath;
- b) an aluminium tape laminated to a plastic tape and a metal-coated or plain copper drain wire whereby the metal tape is in contact with the drain wire;
- c) plain or metal-coated copper braid;
- d) an aluminium tape laminated to a plastic tape and a metal-coated or plain copper braid;
- e) plain copper or aluminium tape.

Care should be taken when putting dissimilar metals in contact with each other. Coatings or other methods of protection may be necessary to prevent galvanic interaction.

A protective wrapping may be applied under or/and over the screen.

2.2.10**sheath**

the sheath has adequate mechanical strength and elasticity. These properties stay sufficiently constant during normal use

The sheath shall be continuous, having a thickness as uniform as possible. The minimum thickness of the sheath shall be determined in accordance with the method specified in 2.2.1.2 of IEC 60189-1.

The sheath shall be applied to fit closely to the core of the cable. In the case of screened cables, the sheath shall not adhere to the screen except when it is intentionally bonded to it.

2.2.11**colour of sheath**

the colour of the sheath may be specified in the relevant detail cable specification

2.2.12**Identification****2.2.12.1****cable marking**

each length of cable bears the name of the manufacturer and, when required, the year of manufacture, using one of the following methods:

- a) coloured threads or tapes;
- b) printed tape;
- c) printing on the core wrappings;
- d) marking on the sheath.

Additional markings may be required on the sheath as indicated in the relevant detail cable specification.

2.2.12.2**labelling**

information are given either on a label attached to each length of finished cable, or on the outside of the product packaging, as follows:

- a) type of cable;
- b) manufacturer's name or logo;
- c) year of manufacture;
- d) length of cable in metres.

2.2.13

câble terminé

câble terminé protégé de façon adéquate pour le stockage et le transport

3 Méthodes d'essais

3.1 Remarques générales

Sauf indications contraires, tous les essais doivent être réalisés dans les conditions spécifiées par les publications de la CEI de la série 60068 suivantes:

CEI 60068-2-14, 60068-2-27, 60068-2-29, 60068-2-33, 60068-2-38 et 60068-2-60.

3.1.1 Câble non blindé

Les paramètres de la capacité mutuelle et de l'affaiblissement donnent des valeurs parfois jusqu'à 10 % plus élevées quand le câble est mesuré sur son conditionnement de livraison. Cette différence provient de l'effet de serrage et des effets entre spires.

En cas de doute, les mesures de capacité mutuelle, d'impédance caractéristique, d'affaiblissement et diaphonie, doivent être exécutées sur un échantillon de câble retiré de son emballage.

Les configurations typiques pour les essais peuvent être les suivantes:

- a) posé à plat sur une surface non métallique à au moins 25 mm de toute surface conductrice;
- b) supporté en l'air de telle façon qu'une séparation minimale de 25 mm soit assurée entre les enroulements;
- c) enroulé en hélice en une seule couche sur un touret métallique avec au moins 25 mm entre spires.

3.2 Essais électriques

3.2.1 Résistance du conducteur

La mesure de la résistance du conducteur doit être effectuée selon 5.1 de la CEI 60189-1.

3.2.2 Déséquilibre de résistance

La méthode de mesure du déséquilibre de résistance et la précision des équipements de mesure doivent être conformes à ce qui est spécifié à l'article 24 de l'amendement 3 de la CEI 60708-1.

3.2.3 Rigidité diélectrique

La méthode de mesure de la rigidité diélectrique entre conducteurs, entre conducteur et écran et entre écrans, doit être effectuée selon les indications données en 5.2 de la CEI 60189-1.

NOTE Un essai pour la rigidité diélectrique de la gaine est indiqué dans la CEI 60096-1.

3.2.4 Résistance d'isolement

La mesure de la résistance d'isolement entre conducteurs, entre conducteur et écran et entre écrans, doit être effectuée selon 5.3 de la CEI 60189-1. La tension d'essai en courant continu doit être comprise entre 100 V et 500 V, sauf indication contraire mentionnée dans la spécification particulière du câble.

2.2.13

finished cable

finished cable adequately protected for storage and shipment

3 Test methods

3.1 General remarks

Unless otherwise specified, all tests shall be carried out under the conditions specified in the following publications of the IEC 60068 series:

60068-2-14, 60068-2-27, 60068-2-29, 60068-2-33, 60068-2-38 and 60068-2-60.

3.1.1 Unscreened cable

The parameters of mutual capacitance and attenuation sometimes show measured values up to 10 % higher when the cable is measured in its packaging. This difference arises due to the tight packaging density and interwinding effects.

In case of doubt, the measurements of mutual capacitance, characteristic impedance, attenuation and crosstalk shall be performed on a cable sample removed from its packaging.

Typical test configurations may be with the test specimen:

- a) laid out on a non-metallic surface at least 25 mm from a conductive surface;
- b) supported in aerial spans such that there is a minimum separation of 25 mm between convolutions;
- c) wound as a single open helix on a metal drum with at least 25 mm between turns.

3.2 Electrical tests

3.2.1 Conductor resistance

The measurement of the conductor resistance shall be carried out in accordance with 5.1 of IEC 60189-1.

3.2.2 Resistance unbalance

The method of measurement of the resistance unbalance and the accuracy of the measurement equipment shall be in accordance with clause 24, amendment 3 of IEC 60708-1.

3.2.3 Dielectric strength

The measurement of dielectric strength shall be carried out in accordance with 5.2 of IEC 60189-1 for conductor/conductor, conductor/screen and screen/screen.

NOTE A test for the dielectric strength of the sheath is given in IEC 60096-1.

3.2.4 Insulation resistance

The measurement of the insulation resistance between conductor/conductor, conductor/screen and screen/screen shall be carried out in accordance with 5.3 of IEC 60189-1. The test voltage shall be between 100 V and 500 V d.c. unless otherwise specified in the detail cable specification.

3.2.5 Capacité mutuelle

La mesure de la capacité mutuelle des paires dans un câble multipaire ou à quartes doit être effectuée selon 5.4 de la CEI 60189-1.

3.2.6 Déséquilibre de capacité

La mesure du déséquilibre de capacité dans un câble multipaire ou à quartes doit être effectuée selon 5.5 de la CEI 60189-1. Les conducteurs des paires ou des quartes qui ne sont pas soumis à l'essai doivent être connectés ensemble et reliés à l'écran éventuel.

Si le câble en essai a une longueur L différente de 500 m, la valeur mesurée doit être corrigée en divisant:

- pour les mesures paire-paire et réel-réel par

$$1/2 [(L/500 + (L/500)^{1/2}] \quad (16)$$

- pour les mesures paire-terre et réel-terre par

$$L/500 \quad (17)$$

où L est la longueur en mètres du câble en essai.

3.2.7 Impédance de transfert

La mesure de l'impédance de transfert doit être conforme à 7.1 ou 7.2 de la CEI 60096-1.

Pour les paires avec écran individuel, il suffit de mesurer une paire seulement.

3.3 Essais de transmission

3.3.1 Vitesse de propagation de groupe

La vitesse de propagation de groupe doit être déterminée à la fréquence indiquée dans la spécification particulière. Lorsque la fréquence n'est pas spécifiée, on doit utiliser la fréquence à laquelle l'impédance caractéristique est mesurée. La mesure est effectuée en condition équilibrée, à l'aide de transformateurs symétriseurs pour connecter le câble au dispositif ou à l'aide d'un dispositif d'essai d'impédance équilibré conformément à la méthode du circuit ouvert et du court-circuit (voir annexe B).

Dans le premier cas, la mesure est effectuée en évaluant l'intervalle de fréquence, Δ_f , pour lequel la phase du signal de sortie effectue une rotation de 2π radians par rapport au signal d'entrée. La mesure peut être effectuée soit par une technique de transmission, soit par une technique de réflexion. Dans ce dernier cas, l'extrémité éloignée du câble est en circuit ouvert.

La vitesse de propagation est exprimée comme suit:

- pour les mesures de transmission:

$$V_f = L \cdot \Delta_f \quad (18)$$

- pour les mesures de réflexion:

$$V_f = 2 L \cdot \Delta_f \quad (19)$$

où

L est la longueur du câble en essai en mètres;

Δ_f est l'intervalle de fréquence en kilohertz;

V_f est en kilomètres par seconde.

3.2.5 Mutual capacitance

The measurement of the mutual capacitance of pairs in a multipair or quad cable shall be in accordance with 5.4 of IEC 60189-1.

3.2.6 Capacitance unbalance

The measurement of the capacitance unbalance in a multipair or quad cable shall be in accordance with 5.5 of IEC 60189-1. The conductors of the pairs or quads not under test shall be connected together and to the screen, if any.

If the cable under test has a length, L other than 500 m the measured value shall be corrected:

- for pair-to-pair and side-to-side by dividing by:

$$1/2 [(L/500 + (L/500)^{1/2}] \quad (16)$$

- for pair-to-earth and side-to-earth the measured value shall be divided by:

$$L/500 \quad (17)$$

where L is the length of cable under test in metres.

3.2.7 Transfer impedance

The measurement of the transfer impedance shall be in accordance with either 7.1 or 7.2 of IEC 60096-1.

For individually screened pairs it is only necessary to measure one pair.

3.3 Transmission tests

3.3.1 Group velocity of propagation

The group velocity of propagation shall be determined at the frequency indicated in the detail cable specification. When the frequency is not specified, the frequency at which the characteristic impedance is measured shall be used. The measurement is carried out in a balanced condition using baluns to connect the cable to the equipment or using a balanced impedance test set according to the open- and short-circuit method (see annex B).

In the first case the measurement is carried out evaluating the frequency interval, Δ_f for which the phase of the output signal makes a 2π radians rotation in comparison with the input signal. The measurement may be performed either by a transmission or by a reflection technique. In the latter case, the far end of the cable is open-circuit.

The velocity of propagation is expressed:

- for transmission measurements, as:

$$V_f = L \cdot \Delta_f \quad (18)$$

- and, for reflection measurements, as:

$$V_f = 2 L \cdot \Delta_f \quad (19)$$

where

L is the length of the cable under test, in metres;

Δ_f is the frequency interval, in kilohertz;

V_f is in kilometres per second.

De façon à évaluer Δ_f avec une précision suffisante, on peut mesurer la différence de fréquence Δ_f pour n rotations de 2π radians ainsi:

$$\Delta_f = \Delta_{f'}/n \quad (20)$$

où $n \leq 10$.

Dans la technique de mesure de transmission, les transformateurs symétriseurs doivent être choisis pour adapter l'impédance du dispositif d'essai à l'impédance nominale du câble à la fréquence d'essai.

3.3.2 Affaiblissement

L'affaiblissement est déterminé à la fréquence ou dans l'intervalle de fréquence indiqué dans la spécification particulière.

La technique de mesure choisie doit fournir une précision de $\pm 5\%$.

La mesure doit être effectuée en conditions symétriques. Dans le cas d'un dispositif d'essai de mesure non symétrique, les deux extrémités de la paire doivent être connectées au dispositif d'essai au moyen de transformateurs symétriseurs (baluns). Les symétriseurs doivent être choisis de manière à adapter l'équipement d'essai à l'impédance nominale du câble, à la fréquence de mesure. Il est conseillé de compenser la désadaptation résiduelle des symétriseurs en calibrant d'abord le système avec les symétriseurs connectés à une courte longueur (≤ 1 m) du câble à mesurer.

Les mesures sont effectuées à la température ambiante et sont corrigées à 20°C pour les fréquences supérieures à 1 MHz, comme suit.

$$\alpha_{20} = \alpha_T / (1 + 0,002(T - 20)) \quad (\text{dB}/100 \text{ m}) \quad (21)$$

où

α_T est l'affaiblissement mesuré, en dB/100 m;

T est la température ambiante, en degrés Celsius;

α_{20} est l'affaiblissement en dB/100 m, corrigé à 20°C .

Les valeurs mesurées sont corrigées pour une longueur ramenée à 100 m, ou comme spécifié dans la spécification particulière, en utilisant une variation directement proportionnelle à la longueur.

NOTE La correction ci-dessus est seulement valable pour des matériaux d'isolation ayant un diélectrique à faible coefficient de température.

3.3.3 Affaiblissement de symétrie

L'affaiblissement de symétrie est fonction de la fréquence et de la longueur. La mesure doit donc être effectuée sur une longueur de $100 \text{ m} \pm 1 \text{ m}$.

Pour les paires sans écran, il est obligatoire de créer une voie de retour définie (mode commun). Cela est normalement obtenu en mettant à la terre toutes autres paires. Toutefois, le câble en essai peut être enroulé sur un touret métallique. Ce touret peut avoir une spire sur le fût, suffisamment large pour avoir le câble dans la rainure de la spire. Dans ce cas, il convient de mettre à la terre le touret, les paires adjacentes et les écrans, s'il y en a.

In order to evaluate Δ_f with sufficient accuracy, the frequency difference Δ_f for n rotations of 2π radians may be measured as:

$$\Delta_f = \Delta_{f'}/n \quad (20)$$

where $n \leq 10$.

In the transmission measurement technique, it is necessary to select the baluns to match the impedance of the test equipment to the cable nominal impedance at the test frequency.

3.3.2 Attenuation

The attenuation is determined at the frequency or in the frequency interval indicated in the detail cable specification.

The measurement technique chosen shall provide an accuracy of $\pm 5\%$.

The measurement shall be carried out in a balanced condition. In the case of unbalanced measuring test equipment, both ends of the pair shall be connected to the test equipment by means of baluns. The baluns shall be selected to match the test equipment to the cable nominal impedance at the test frequency. It is advisable to compensate the residual mismatch of the baluns by first calibrating the system with the baluns connected to a short length (≤ 1 m) of the cable to be tested.

The measurements are made at ambient temperature and are corrected to 20°C for frequencies above 1 MHz as follows:

$$\alpha_{20} = \alpha_T / (1 + 0,002(T - 20)) \quad (\text{dB}/100 \text{ m}) \quad (21)$$

where

α_T is the measured attenuation in dB/100 m;

T is the ambient temperature in degrees Celsius;

α_{20} is the attenuation in dB/100 m, corrected to 20°C .

Measured values are corrected to a standard length of 100 m, or as specified in the detail specification, using a direct variation with length.

NOTE The above correction is only applicable for insulating materials with a dielectric having a low temperature coefficient.

3.3.3 Unbalance attenuation

The unbalance attenuation is frequency and length dependent. Therefore, the measurement shall be carried out on a length of $100 \text{ m} \pm 1 \text{ m}$.

For unscreened twisted pair cables, it is mandatory to create a defined return (common-mode) path. This is normally achieved by earthing all other pairs. However, the cable under test may be wound onto a metal drum. This drum may have a suitable thread, wide enough to have the cable in the groove of the thread. In this case the drum, the adjacent pairs and screens, if present, should be earthed.

3.3.3.1 Equipement

- Un analyseur de réseau ou une combinaison générateur/récepteur appropriés à la plage dynamique et à la fréquence prescrites doivent être choisis.
- Pour les mesures d'affaiblissement de symétrie les deux symétriseurs (transformateur symétriseur adaptateur d'impédance symétrique/asymétrique) doivent avoir un accès en mode commun, centré sur la sortie équilibrée.

Le symétriseur doit avoir les caractéristiques suivantes (pour étude ultérieure):

- | | | |
|--|-----------------|-------------|
| – impédance primaire ² : | 50 Ω | asymétrique |
| – impédance secondaire: | 100 Ω | symétrique |
| – impédance de l'accès en mode commun ³ : | haute impédance | |
| – perte d'insertion: | 3 dB | maximum |
| – affaiblissement de réflexion secondaire: | 20 dB | minimum |
| – affaiblissement de réflexion, mode commun ⁴ : | 10 dB | minimum |
| – puissance assignée: | 0,1 W | minimum |
| – équilibrage longitudinal ⁵ : | 60 dB | minimum |
| – équilibrage du signal de sortie ⁵ : | 50 dB | minimum |
| – réjection du mode commun ⁵ : | 50 dB | minimum |
- Touret métallique, suffisamment grand pour porter pour la mesure 100 m de câble sans écran en une seule couche (optionnel).
 - Réfectomètre en domaine temporel (optionnel).

3.3.3.2 Etalonnage

- Pour l'étalonnage de la ligne de référence (ligne 0 dB) sur toute la plage de fréquences spécifiée, les mêmes câbles coaxiaux utilisés pour les mesures doivent être utilisés en les connectant entre l'entrée et la sortie de l'analyseur.
- Deux symétriseurs identiques doivent être utilisés pour les mesures. Les symétriseurs doivent être connectés dos à dos sur le côté sortie symétrique et leur affaiblissement doit être mesuré sur la plage de fréquences spécifiée. La connexion entre les deux symétriseurs doit se faire avec pertes négligeables.

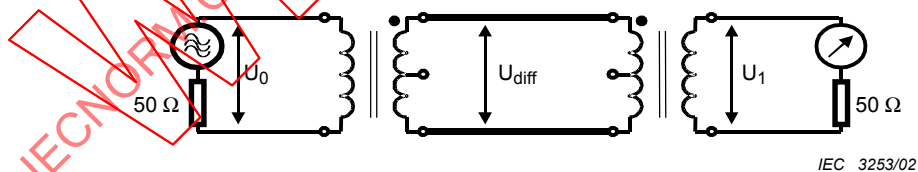


Figure 1 – Montage pour la mesure des pertes en mode différentiel des symétriseurs

Ces mesures donnent les pertes en mode différentiel α_{diff} des symétriseurs. Il est supposé que les pertes intrinsèques sur les symétriseurs, respectivement les pertes en mode commun et en mode différentiel, sont égales, comme indiqué dans l'équation (22):

- ² L'impédance primaire peut être différente, si nécessaire, pour adapter des sorties d'analyseur autres que 50 Ω .
- ³ Il convient que l'impédance du pilotage en mode commun soit d'impédance d'entrée élevée, par exemple: 10 k Ω . Sinon, les résultats de mesure sont à corriger en prenant en compte cette valeur.
- ⁴ Mesuré en connectant ensemble les sorties symétriques et en mesurant l'affaiblissement de réflexion. La borne d'entrée asymétrique du symétriseur est fermée sur une charge de 50 Ω .
- ⁵ Mesurés suivant la Recommandation G117 de l'ITU-T.

3.3.3.1 Equipment

- a) A network analyser or generator/receiver combination suitable for the required frequency and dynamic range shall be selected.
- b) For unbalance attenuation measurements, the two baluns (balanced to unbalanced impedance matching transformer) shall have a common-mode port, centred over the balanced output.

The balun shall have the following characteristics (for further study):

– primary impedance ² :	50 Ω	unbalanced
– secondary impedance:	100 Ω	balanced
– common-mode port impedance ³ :	high impedance	
– insertion loss:	3 dB	maximum
– return loss secondary:	20 dB	minimum
– return loss, common mode ⁴ :	10 dB	minimum
– power rating :	0,1 W	minimum
– longitudinal balance ⁵ :	60 dB	minimum
– output signal balance ⁵ :	50 dB	minimum
– common-mode rejection ⁵ :	50 dB	minimum

- c) Metal drum, big enough to hold 100 m of unscreened cables in one layer for measurement (optional).
- d) Time domain reflectometer (optional).

3.3.3.2 Calibration

- a) For the reference line calibration (0 dB-line) over the whole specified frequency range the same coaxial cables used for the measurements shall be used by connecting them between the analyser output and the input.
- b) Two identical baluns shall be used for the measurements. The baluns shall be connected back to back on the symmetrical output side and their attenuation measured over the specified frequency range. The connection between the two baluns shall be done with negligible loss.

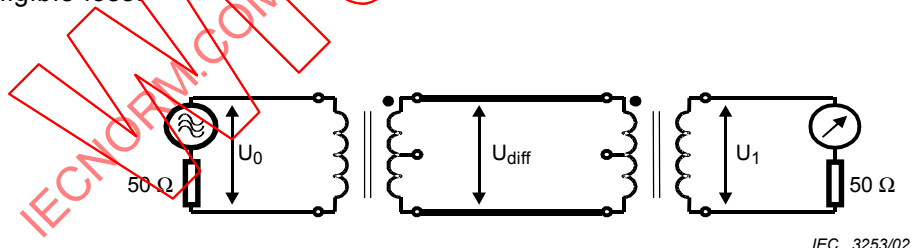
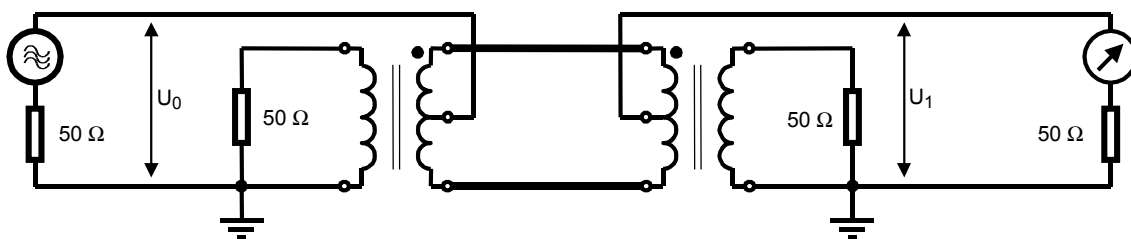


Figure 1 – Test set-up for the measurement of the differential-mode loss of the baluns

These measurements give the differential-mode loss α_{diff} of the baluns. It is assumed that the intrinsic losses, differential- and common-mode loss, respectively, of the baluns are equal, as indicated in equation (22):

- ² Primary impedance may differ, if necessary, to accommodate analyser outputs other than 50 Ω .
- ³ Impedance of the common mode monitoring should be of high input impedance, for example, 10 k Ω . If not measurement results have to be corrected taking that value into account.
- ⁴ Measured by connecting the balanced output terminals together and measuring the return loss. The unbalanced balun input terminal is terminated by a 50 Ω load.
- ⁵ Measured in accordance with ITU-T Recommendation G117.



IEC 3254/02

Figure 2 – Montage pour la mesure des pertes en mode commun des symétriseurs

$$\alpha_{\text{diff}} = \frac{1}{2} \cdot \left(20 \cdot \log_{10} \left| \frac{U_1}{U_0} \right| \right) \quad (22)$$

où α_{diff} représente les pertes en mode différentiel des symétriseurs (dB).

- c) Les mêmes symétriseurs sont connectés ensemble comme au point b) tout en adaptant les accès asymétriques à l'impédance nominale et en connectant le générateur et le récepteur à l'accès en mode commun (point milieu) des symétriseurs.

La figure 2 indique le montage pour la mesure des pertes en mode commun des symétriseurs. A partir de cette mesure, on obtient les pertes en mode commun α_{com} des symétriseurs, en supposant à nouveau que les deux symétriseurs ont des pertes en mode commun identiques, comme indiqué dans l'équation (23).

$$\alpha_{\text{com}} = \frac{1}{2} \cdot \left(20 \cdot \log_{10} \left| \frac{U_1}{U_0} \right| \right) \quad (23)$$

où α_{com} représente les pertes en mode différentiel des symétriseurs (dB).

- d) La courbe d'étalonnage α_{balun} du symétriseur tient compte des pertes en mode commun et en mode différentiel des deux symétriseurs:

$$\alpha_{\text{balun}} = \alpha_{\text{diff}} + \alpha_{\text{com}} \quad (24)$$

où α_{balun} représente l'affaiblissement propre ou la perte des symétriseurs (dB).

NOTE Des résultats plus précis peuvent être obtenus soit en intervertissant les symétriseurs pour α_{diff} , α_{com} et en moyennant les résultats, soit en utilisant trois symétriseurs. Dans le dernier cas, les suppositions des équations (23) et (24) ne sont pas requises.

Le rapport des tensions du symétriseur peut s'exprimer par le rapport de transformation du symétriseur et l'affaiblissement du symétriseur:

$$\begin{aligned} 20 \cdot \log_{10} \left| \frac{U_{\text{diff}}}{U_0} \right| &= 10 \cdot \log_{10} \left| \frac{Z_{\text{diff}}}{Z_0} \right| - \alpha_{\text{balun}} \\ 20 \cdot \log_{10} \left| \frac{U_{\text{diff}}}{U_1} \right| &= 10 \cdot \log_{10} \left| \frac{Z_{\text{diff}}}{Z_1} \right| - \alpha_{\text{balun}} \end{aligned} \quad (25)$$

où

U_{diff} est la tension en mode différentiel à l'entrée du câble en essai (V);

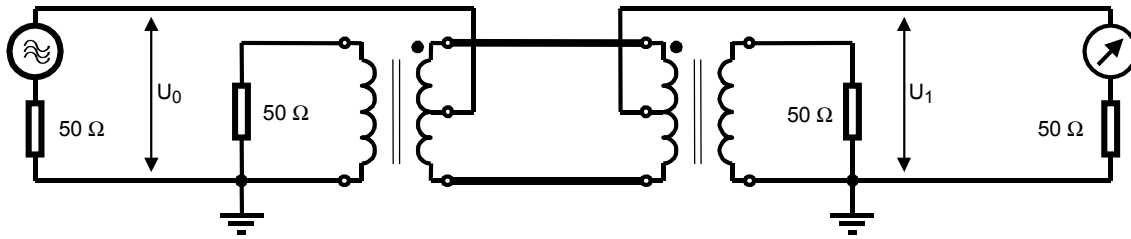
U_0 est la tension à la sortie du générateur (V);

Z_{diff} est l'impédance caractéristique du circuit en mode différentiel (Ω);

Z_0 est l'impédance de sortie du générateur (Ω);

U_1 est la tension à l'entrée de la charge (V);

Z_1 est l'impédance d'entrée de la charge (Ω).



IEC 3254/02

Figure 2 – Test set-up for the measurement of the common-mode loss of the baluns

$$\alpha_{\text{diff}} = \frac{1}{2} \cdot \left(20 \cdot \log_{10} \left| \frac{U_1}{U_0} \right| \right) \quad (22)$$

where α_{diff} is the differential-mode loss of the baluns (dB).

- c) The same baluns are connected together as in paragraph b) while terminating the unbalanced ports with the nominal impedance and connecting the generator and receiver to the common-mode port (centre tap) of the baluns.

Figure 2 indicates the set-up for the measurement of the common-mode loss of the baluns. From this measurement, we obtain the common-mode loss α_{com} of the baluns, again under the assumption that both baluns have identical common-mode losses, as indicated in equation (23).

$$\alpha_{\text{com}} = \frac{1}{2} \cdot \left(20 \cdot \log_{10} \left| \frac{U_1}{U_0} \right| \right) \quad (23)$$

where α_{com} is the common-mode loss of the balun (dB);

- d) The operational attenuation of the balun α_{balun} takes into account the common-mode and differential-mode losses of the balun.

$$\alpha_{\text{balun}} = \alpha_{\text{diff}} + \alpha_{\text{com}} \quad (24)$$

where α_{balun} is the operational attenuation or intrinsic loss of the balun (dB).

NOTE More precise results can be obtained using either poling of the baluns for α_{diff} and α_{com} , and averaging the results, or using three baluns. In the latter case, the assumptions of equations (23) and (24) are not required.

The voltage ratio of the balun can be expressed by the turns ratio of the balun and the operational attenuation of the balun:

$$\begin{aligned} 20 \cdot \log_{10} \left| \frac{U_{\text{diff}}}{U_0} \right| &= 10 \cdot \log_{10} \left| \frac{Z_{\text{diff}}}{Z_0} \right| - \alpha_{\text{balun}} \\ 20 \cdot \log_{10} \left| \frac{U_{\text{diff}}}{U_1} \right| &= 10 \cdot \log_{10} \left| \frac{Z_{\text{diff}}}{Z_1} \right| - \alpha_{\text{balun}} \end{aligned} \quad (25)$$

where

- U_{diff} is the differential-mode voltage at the input of the cable under test (V);
- U_0 is the voltage at the output of the generator (V);
- Z_{diff} is the characteristic impedance of the differential-mode circuit (Ω);
- Z_0 is the output impedance of the generator (Ω);
- U_1 is the voltage at the input of the load (V);
- Z_1 is the input impedance of the load (Ω).

3.3.3.3 Mesures

Toutes les paires/quartes doivent être mesurées aux deux extrémités du câble en essai (CUT). L'affaiblissement de symétrie doit être mesuré sur la plage de fréquences spécifiée et aux mêmes points en fréquence que pour la procédure d'étalonnage.

Pour les câbles ayant une impédance nominale de 100 Ω , la valeur de Z_{com} est 75 Ω pour les câbles UTP de petite contenance, 50 Ω pour les câbles FTP et les câbles UTP de forte contenance, et 25 Ω pour les câbles STP. Il convient que ces valeurs soient utilisées à des fins de correction. L'impédance du circuit en mode commun Z_{com} peut être mesurée avec plus de précision soit avec un réflectomètre en domaine temporel, soit avec un analyseur de réseau. Les deux conducteurs de la paire sont connectés ensemble aux deux extrémités et l'impédance est mesurée entre ces conducteurs et l'écran du câble ou le touret métallique pour les câbles sans écran.

3.3.3.3.1 Câble en essai (CUT)

Les extrémités du CUT doivent être préparées de manière que le torsadage des paires/quartes soit maintenu jusqu'aux bornes de l'équipement d'essai. Le CUT doit avoir une longueur de 100 ± 1 m. Toutes les paires qui ne sont pas en essai et les écrans, s'il y en a, doivent être reliés à la terre aux deux extrémités du câble.

3.3.3.3.2 Montage d'essai pour les mesures de dissymétrie

Définition de la mesure de l'affaiblissement de symétrie en extrémité proche:

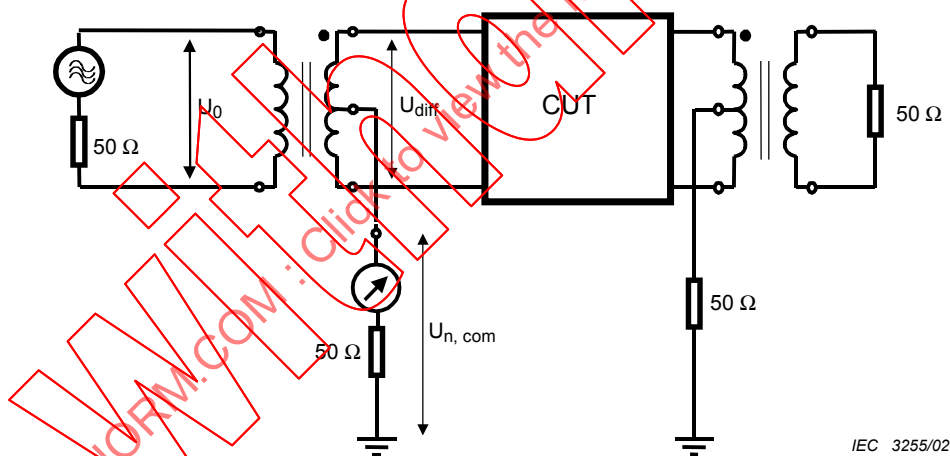


Figure 3 – Montage pour affaiblissement de symétrie en extrémité proche (ACT)

$$\alpha_{meas} = 20 \cdot \log_{10} \left| \frac{U_{n, com}}{U_0} \right| \quad (26)$$

où

α_{meas} est l'affaiblissement mesuré (dB);

U_{com} est la tension du circuit en mode commun (V);

n, f sont les indices pour désigner respectivement l'extrémité proche et l'extrémité distante.

3.3.3.3 Measurements

All pairs/quads of the cable shall be measured at both ends of the cable under test (CUT). The attenuation unbalance shall be measured over the specified frequency range and at the same frequency points as for the calibration procedure.

For cables having a nominal impedance of 100 Ω , the value of Z_{com} is 75 Ω for small pair count unscreened pair cables, 50 Ω for common screened pair cables and high pair count unscreened pair cables, and 25 Ω for individually screened pair cables. These values should be used for correction purpose. The impedance of the common-mode circuit Z_{com} can be measured more precisely either with a time domain reflectometer (TDR) or a network analyser. The two conductors of the pair are connected together at both ends and the impedance is measured between these conductors and the return path.

3.3.3.3.1 Cable under test (CUT)

The ends of the CUT shall be prepared so that the twisting of the pairs/quads is maintained up to the terminals of the test equipment. The CUT shall have a length of 100 ± 1 m. All pairs not under test and the screens, if any, shall be connected to earth at both ends of the cable.

3.3.3.3.2 Test set-up for unbalance measurements

Definition of the measurement for unbalance attenuation near end:

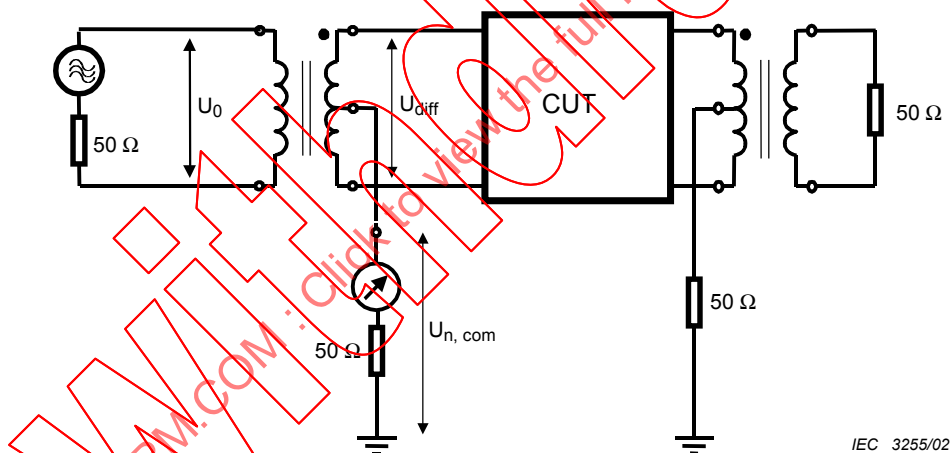


Figure 3 – Test set-up for unbalance attenuation at near end (TCL)

$$\alpha_{\text{meas}} = 20 \cdot \log_{10} \left| \frac{U_{n, \text{com}}}{U_0} \right| \quad (26)$$

where

α_{meas} is the measured attenuation (dB);

U_{com} voltage in the common-mode circuit (V);

n, f are the indices to designate the near end and far end, respectively.

Définition de la mesure de l'affaiblissement de symétrie en extrémité distante:

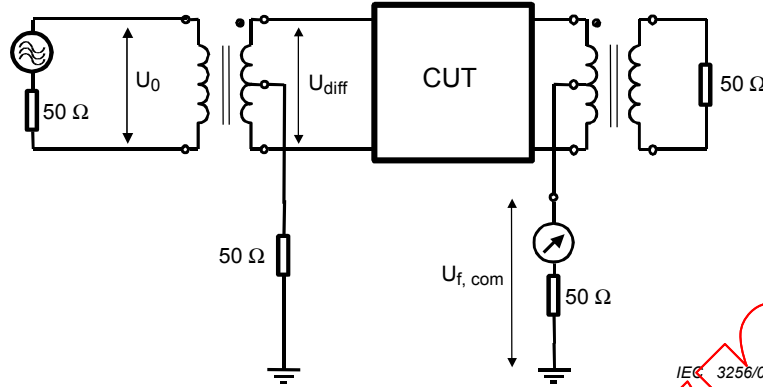


Figure 4 – Montage pour affaiblissement de symétrie en extrémité distante (ATCT)

$$\alpha_{\text{meas}} = 20 \cdot \log_{10} \left| \frac{U_{f, \text{com}}}{U_0} \right| \quad (27)$$

3.3.3.3.3 Expression du résultat d'essai

L'affaiblissement de symétrie est défini comme le rapport logarithmique de la puissance en mode commun à la puissance en mode différentiel.

$$\alpha_{u, n} = 20 \cdot \log_{10} \left| \frac{\sqrt{P_{n, \text{com}}}}{\sqrt{P_{\text{diff}}}} \right| = 20 \cdot \log_{10} \left| \frac{U_{n, \text{com}}}{U_{\text{diff}}} \right| + 10 \cdot \log_{10} \left| \frac{Z_{\text{diff}}}{Z_{\text{com}}} \right| \quad (28)$$

où

α_u est l'affaiblissement de symétrie (dB);

P_{com} est la puissance en mode commun adaptée (W);

P_{diff} est la puissance en mode différentiel adaptée (W).

Habituellement, lors de mesures avec une unité pour paramètres S , au lieu de la tension en mode différentiel dans le CUT, on mesure la tension de sortie du générateur. En prenant aussi en compte l'affaiblissement opérationnel du symétriseur, l'équation ci-dessus peut être écrite comme suit, respectivement pour l'affaiblissement de symétrie en extrémité proche ou distante:

$$\begin{aligned} \alpha_{u, n} &= 10 \cdot \log_{10} \left| \frac{P_{n, \text{com}}}{P_{\text{diff}}} \right| = 10 \cdot \log_{10} \left| \frac{P_{n, \text{com}}}{P_0} \right| - \alpha_{\text{balun}} \\ &= 20 \cdot \log_{10} \left| \frac{U_{n, \text{com}}}{U_0} \right| + 10 \cdot \log_{10} \left| \frac{Z_0}{Z_{\text{com}}} \right| - \alpha_{\text{balun}} \end{aligned} \quad (29)$$

$$\alpha_{u, n} = \alpha_{\text{meas}} + 10 \cdot \log_{10} \left| \frac{Z_0}{Z_{\text{com}}} \right| - \alpha_{\text{balun}} \quad (30)$$

Definition of the measurement for unbalance attenuation far end:

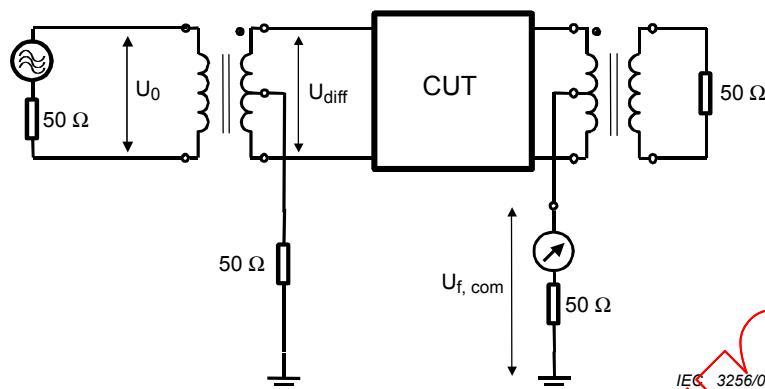


Figure 4 – Test set-up for unbalance attenuation at far end (TCTL)

$$\alpha_{\text{meas}} = 20 \cdot \log_{10} \left| \frac{U_{f, \text{com}}}{U_0} \right| \quad (27)$$

3.3.3.3.3 Expression of test result

The unbalance attenuation is defined as the logarithmic ratio of the common-mode power to the differential-mode power.

$$\alpha_{u, n} = 20 \cdot \log_{10} \sqrt{\frac{P_{n, \text{com}}}{P_{\text{diff}}}} = 20 \cdot \log_{10} \left| \frac{U_{n, \text{com}}}{U_{\text{diff}}} \right| + 10 \cdot \log_{10} \left| \frac{Z_{\text{diff}}}{Z_{\text{com}}} \right| \quad (28)$$

where

- α_u is the unbalance attenuation (dB);
- P_{com} is the matched common-mode power (W);
- P_{diff} is the matched differential-mode power (W).

Usually, when measuring with *S*-parameter test-sets, instead of the differential-mode voltage in the CUT, the output voltage of the generator is measured. Taking the operational attenuation of the balun into account, the equation above can be written as follows for the unbalance attenuation near or far end, respectively:

$$\begin{aligned} \alpha_{u, n} &= 10 \cdot \log_{10} \left| \frac{P_{n, \text{com}}}{P_{\text{diff}}} \right| = 10 \cdot \log_{10} \left| \frac{P_{n, \text{com}}}{P_0} \right| - \alpha_{\text{balun}} \\ &= 20 \cdot \log_{10} \left| \frac{U_{n, \text{com}}}{U_0} \right| + 10 \cdot \log_{10} \left| \frac{Z_0}{Z_{\text{com}}} \right| - \alpha_{\text{balun}} \end{aligned} \quad (29)$$

$$\alpha_{u, n} = \alpha_{\text{meas}} + 10 \cdot \log_{10} \left| \frac{Z_0}{Z_{\text{com}}} \right| - \alpha_{\text{balun}} \quad (30)$$

L'affaiblissement de symétrie normé en extrémité distante est alors:

$$EL \alpha_{u,f} = \alpha_{meas} + 10 \cdot \log_{10} \left| \frac{Z_0}{Z_{com}} \right| - \alpha_{balun} - \alpha_{cable} \quad (31)$$

où

$EL \alpha_{u,f}$ est l'affaiblissement de symétrie normé en extrémité distante (EL TCTL) (dB);

α_{cable} est l'affaiblissement du câble (dB).

3.3.4 Paradiaphonie

La paradiaphonie est mesurée à l'aide d'un générateur à balayage et d'un récepteur sélectif à la fréquence ou dans les intervalles de fréquence indiqués dans la spécification particulière du câble.

La mesure doit être effectuée en conditions symétriques, en connectant les deux paires au dispositif d'essai à l'aide de symétriseurs. Les symétriseurs doivent être choisis pour adapter le dispositif d'essai à l'impédance nominale du câble à la fréquence d'essai. Il est conseillé de blinder les transformateurs symétriseurs à l'aide de tubes ou de rubans de cuivre. Les paires et/ou les écrans de câble et les écrans de symétriseurs doivent être mis à la terre du côté du récepteur.

Les paires en essai doivent être chargées sur leur impédance caractéristique nominale et le reste des paires peut être laissé ouvert. Des précautions doivent être prises pour réduire les couplages d'extrémité. Lorsque l'on retire la gaine du câble, les paires doivent conserver leur torsion et être bien séparées.

La paradiaphonie (NEXT) est définie comme:

$$NEXT = 10 \log_{10} (P_{1N}/P_{2N}) \quad (dB) \quad (32)$$

où

P_{1N} est la puissance émise dans la paire perturbatrice;

P_{2N} est la puissance recueillie sur la paire perturbée à la même extrémité de la longueur.

Les mesures doivent être effectuées sur une longueur d'au moins 100 m. Pour une longueur supérieure à 100 m, la valeur mesurée peut être corrigée à 100 m à l'aide de la formule de correction suivante:

$$NEXT = NEXT_0 - 10 \log_{10} \left[\frac{(1 - e^{-4\alpha})}{\left(1 - e^{-4\alpha \left(\frac{L_0}{100}\right)}\right)} \right] \quad (dB/100 m) \quad (33)$$

où

$NEXT_0$ est la paradiaphonie sur la longueur de câble mesurée (dB/longueur de câble);

$NEXT$ est la paradiaphonie à ou ramenée à une longueur de 100 m (dB/100 m);

α est l'affaiblissement linéique du câble (Neper/100 m);

L_0 est la longueur de câble mesurée (m).

The equal level unbalance attenuation at far end is then:

$$\text{EL } \alpha_{u,f} = \alpha_{\text{meas}} + 10 \cdot \log_{10} \left| \frac{Z_0}{Z_{\text{com}}} \right| - \alpha_{\text{balun}} - \alpha_{\text{cable}} \quad (31)$$

where

EL $\alpha_{u,f}$ is the equal level unbalance attenuation at far end (EL TCTL) (dB);

α_{cable} is the attenuation of the cable (dB).

3.3.4 Near-end crosstalk

The near-end crosstalk loss is measured using a sweep generator and selective receiver at the frequency or in the frequency interval indicated in the detail cable specification.

The measurement shall be carried out in a balanced condition connecting both pairs to the test equipment by means of baluns. The baluns shall be selected to match the test equipment to the cable nominal impedance at the test frequency. It is recommended that the baluns are shielded by means of copper tapes or tubes. Pair and/or cable screens and balun screens shall be earthed at the receiver end.

Both pairs under test shall be terminated in their nominal characteristic impedance and the remainder of the pairs may be left unterminated. Precautions shall be taken to minimize end effect couplings. When the cable sheath is removed the pairs shall maintain their twist and shall be well separated.

Near-end crosstalk loss (NEXT) is defined as:

$$\text{NEXT} = 10 \log_{10} (P_{1N}/P_{2N}) \quad (\text{dB}) \quad (32)$$

where

P_{1N} is the input power of the disturbing pair at the near end;

P_{2N} is the output power of the disturbed pair at the near end.

Measurements shall be carried out on a length of at least 100 m. For a length greater than 100 m the measured value may be corrected to 100 m using the following correction formula:

$$\text{NEXT} = \text{NEXT}_0 - 10 \log_{10} \left[\frac{(1 - e^{-4\alpha})}{\left(1 - e^{-4\alpha \left(\frac{L_0}{100}\right)}\right)} \right] \quad (\text{dB}/100 \text{ m}) \quad (33)$$

where

NEXT_0 is the near-end crosstalk on the measured cable length (dB/cable length);

NEXT is the near-end crosstalk at or corrected to a length of 100 m (dB/100 m);

α is the attenuation of the cable (Neper/100 m);

L_0 is the measured cable length (m).

3.3.5 Télédiphonie

La télédiphonie doit être mesurée à la fréquence ou dans les intervalles de fréquence indiqués dans la spécification particulière, à l'aide d'un générateur à balayage et d'un récepteur sélectif.

La mesure doit être effectuée en condition symétrique, en connectant les deux paires au dispositif d'essai à l'aide de transformateurs symétriseurs. Les transformateurs symétriseurs doivent être choisis pour adapter le dispositif d'essai à l'impédance nominale du câble à la fréquence d'essai. Il est conseillé de blinder les transformateurs symétriseurs à l'aide de tubes ou de rubans de cuivre. Les paires et/ou les écrans de câble et les écrans des transformateurs symétriseurs doivent être mis à la terre du côté du récepteur.

Toutes les paires dans le câble doivent être chargées sur leur impédance caractéristique nominale. Il faut prendre des précautions pour réduire les couplages d'extrémité. Lorsque l'on retire la gaine du câble, les paires doivent conserver leur torsion et être bien séparées.

La mesure de la télédiphonie (IO FEXT) doit être effectuée sur une longueur d'au moins 100 m. Il est recommandé que la longueur maximale de câble à mesurer soit limitée à 300 m de façon à réduire les erreurs résultant de la surface perturbatrice de l'équipement d'essai. Pour les longueurs supérieures à 100 m, les valeurs mesurées de l'affaiblissement télédiphonique (IO FEXT) et les valeurs calculées de l'écart télédiphonique (EL FEXT) doivent être ramenées à une longueur de 100 m comme suit:

$$\text{IO FEXT} = \text{IO FEXT}_0 + 10 \log_{10} (L_0/100) + \alpha (1 - L_0/100) \quad (\text{dB}/100 \text{ m}) \quad (34)$$

$$\text{EL FEXT} = \text{EL FEXT}_0 + 10 \log_{10} (L_0/100) \quad (\text{dB}/100 \text{ m}) \quad (35)$$

où

IO FEXT₀ est la télédiphonie mesurée (dB/longueur de câble);

IO FEXT est la télédiphonie ramenée à une longueur de 100 m (dB/100 m);

L₀ est la longueur de câble mesurée (m), de préférence 100 m;

α est l'affaiblissement linéique du câble (dB/100 m);

EL FEXT₀ est l'écart télédiphonique (dB/longueur de câble);

EL FEXT est l'écart télédiphonique ramené à une longueur de 100 m (dB/100 m).

Pour une longueur de câble supérieure à 300 m, il est conseillé de prendre des précautions, de façon à éviter que les mesures de IO FEXT ne se trouvent dans le bruit de l'équipement de mesure aux basses comme aux hautes fréquences.

3.3.6 Impédance caractéristique

3.3.6.1 Introduction

L'impédance caractéristique, Z_C, d'une paire de câble homogène est définie comme le quotient d'une onde de tension et d'une onde de courant se propageant dans la même direction, soit en avant soit en arrière. Pour les câbles homogènes (sans irrégularités), l'impédance caractéristique peut être mesurée directement comme le quotient de la tension et du courant aux extrémités du câble.

$$Z_C = \frac{F_f}{I_f} = \frac{V_r}{I_r} \quad (36)$$

3.3.5 Far-end crosstalk

The far-end crosstalk loss shall be determined at the frequency or in the frequency intervals indicated in the detail cable specification, by means of a sweep generator and selective receiver.

The measurement shall be carried out in a balanced condition, connecting both pairs to the test equipment by means of baluns. The baluns shall be selected to match the test equipment to the cable nominal impedance at the test frequency. It is recommended that the baluns are shielded by means of copper tapes or tubes. Pair and/or cable screens and balun screens shall be earthed at the receiver end.

All pairs in the cable shall be terminated in their nominal characteristic impedance. Precautions shall be taken to minimize the end effect couplings. When the cable sheath is removed, the pairs shall maintain their twist and shall be well separated.

Measurement of IO FEXT shall be carried out on a length of at least 100 m. It is recommended that the maximum cable length to be measured be limited to 300 m in order to minimize errors resulting from the noise floor of the testing equipment. For lengths greater than 100 m the measured values of IO FEXT and the calculated values of the EL FEXT shall be corrected to a length of 100 m as follows:

$$\text{IO FEXT} = \text{IO FEXT}_0 + 10 \log_{10} (L_0/100) + \alpha (1 - L_0/100) \quad (\text{dB}/100 \text{ m}) \quad (34)$$

$$\text{EL FEXT} = \text{EL FEXT}_0 + 10 \log_{10} (L_0/100) \quad (\text{dB}/100 \text{ m}) \quad (35)$$

where

IO FEXT₀ is the measured far-end crosstalk (dB/cable length);

IO FEXT is the far-end crosstalk corrected to a length of 100 m (dB/100 m);

L₀ is the measured cable length (m), preferentially 100 m;

α is the attenuation (dB/100 m);

EL FEXT₀ is the equal level far-end crosstalk (dB/cable length);

EL FEXT is the equal level far-end crosstalk corrected to a length of 100 m (dB/100 m).

For a cable length greater than 300 m care is advised, in order to avoid that measurements of IO FEXT are hidden in the noise floor of the test equipment both at low as well as at high frequencies.

3.3.6 Characteristic impedance

3.3.6.1 Introduction

The characteristic impedance, Z_C, of a homogeneous cable pair is defined as the quotient of a voltage wave and current wave which are propagating in the same direction, either forwards or backwards. For homogeneous cables (with no structural variations) the characteristic impedance can be measured directly as the quotient of voltage and current at the cable ends.

$$Z_C = \frac{F_f}{I_f} = \frac{V_r}{I_r} \quad (36)$$

Les autres caractéristiques importantes pour un système de câblage sont l'impédance d'entrée l'affaiblissement de réflexion (RL) et l'affaiblissement de réflexion structurel (SRL) du câble aux deux extrémités. Elles sont mesurées sous forme d'impédances ou de valeurs des paramètres S . Des informations supplémentaires concernant les divers paramètres d'impédance et d'affaiblissement de réflexion sont données en annexe A. Une expression reliant le SRL à l'écho en résultant est aussi indiquée en annexe A.

3.3.6.2 Méthodes et équipement pour obtenir les données d'impédance caractéristique

3.3.6.2.1 Objectifs

Plusieurs méthodes sont disponibles pour mesurer l'impédance caractéristique. La *Mesure de l'impédance en circuit ouvert et court circuit effectuée à une seule extrémité à l'aide d'un transformateur symétriseur* est spécifiée comme la méthode de référence. Ce doit être la méthode utilisée pour comparer différentes configurations d'équipement d'essai et en cas de doute ou de contestation sur les résultats. Les autres méthodes sont décrites ci-dessous. Des précisions concernant toutes les diverses méthodes sont indiquées en annexe A, avec la théorie sous-jacente et les limitations pour chaque méthode. D'autres méthodes peuvent être utilisées, selon l'équipement disponible comme dans le cas de testeurs de terrain utilisés sur les lieux d'installation, tant que les résultats sont conciliables avec la méthode de référence.

Il est prévu que les mesures d'impédance soient effectuées en utilisant des fréquences discrètes suffisamment peu espacées pour que les variations d'impédances (extrêmes structurelles) soient représentées de façon appropriée. On peut utiliser soit un balayage linéaire soit un balayage logarithmique, selon que l'extrémité élevée ou l'extrémité basse, respectivement, de la gamme de fréquences, doit être plus complètement représentée. Normalement, plusieurs centaines de points (tels que les 401 points disponibles) sont prescrites, selon la gamme de fréquences et la longueur du câble.

Le transformateur symétriseur utilisé pour relier la paire de câbles symétriques à la sortie coaxiale de l'instrument d'essai doit avoir une bande passante appropriée à la gamme de fréquences désirée pour la mesure. Il doit être capable d'assurer la transformation de l'impédance de sortie de l'instrument en l'impédance nominale de la paire. Le calibrage de la mesure d'impédance en trois étapes est effectué au secondaire (côté paire) du transformateur symétriseur.

La régression par la méthode des moindres carrés des points d'impédance est utile pour séparer les effets structurels de l'impédance caractéristique lorsque de tels effets sont substantiels. Lorsque la régression est utilisée, le concept est que des mesures à partir de fréquences proches aident à l'interprétation des valeurs obtenues à une fréquence particulière. La régression de l'amplitude de l'impédance ou de la partie réelle résulte en des valeurs assez élevées (typiquement $0,5 \Omega$ ou moins) du fait des déviations positives et négatives qui ne sont pas symétriques sur l'échelle d'impédance. La régression peut être effectuée sur les valeurs du paramètre S , qui sont des réponses linéaires, si des résultats plus rigoureux (à la fois impédance et SRL) sont souhaités.

3.3.6.2.2 Mesures de l'impédance court-circuit/Circuit ouvert à une seule extrémité à l'aide d'un transformateur symétriseur (méthode de référence)

3.3.6.2.2.1 Principe

Les mesures en court-circuit/circuit ouvert effectuées à l'aide d'un transformateur symétriseur à partir d'une extrémité d'une paire de câbles symétriques constituent la méthode de référence pour obtenir les valeurs d'impédance caractéristique. L'impédance caractéristique est la moyenne géométrique du produit des valeurs mesurées en court-circuit/circuit ouvert et est définie comme:

The other important characteristics for a cabling system, are the input impedance, return loss (*RL*) and structural return loss (*SRL*) at both ends of the cable. They are measured either as impedances or as *S*-parameter values. Additional supporting material relating to the various impedance and return loss parameters is found in annex A. An expression relating the *SRL* to the resulting echo is found in annex A as well.

3.3.6.2 Methods and equipment for obtaining characteristic impedance data

3.3.6.2.1 Objectives

Several methods are available for measuring characteristic impedance. The *Open/Short Circuit Single-Ended Impedance Measurement made with a Balun* is specified as the reference method. This shall be the method used for comparison purposes amongst different test equipment configurations and in the event of any doubt or dispute over results. The alternative methods are outlined below. Details for all the various methods are given in annex A, along with the underlying theory and limitations for each method. Other methods may be used, depending on available equipment as in the case of field testers used at installation sites, as long as results are reconcilable to the reference method.

It is intended that impedance measurements will be performed using sufficiently closely spaced frequencies so that impedance variation is adequately represented. Either a linear sweep or a logarithmic sweep may be used depending on whether the high end or low end, respectively, of the desired frequency range is to be more fully represented. Typically, several hundred points (such as the available 401 points) are required depending on frequency range and cable length.

The balun used for connecting the symmetric cable pair to the coaxial port on the test instrument shall have a pass-band frequency range adequate for the desired measurement range. It shall be capable of transforming from the instrument port impedance to the nominal pair impedance. The three step impedance measurement calibration is performed at the secondary (pair side) of the balun.

Function fitting of the impedance data is useful for separating structural effects from the characteristic impedance when such effects are substantial. Where function fitting is used, the concept is that measurements from nearby frequencies aid in the interpretation of the values obtained at a particular frequency. Function fitting of the impedance magnitude or real part results in high values (typically 0,5 Ω or less) because of the positive and negative deviations not being symmetrical on the impedance scale. Function fitting can be carried out on the *S*-parameter values, which are linear responses, if more rigorous results (both impedance and *SRL*) are desired.

3.3.6.2.2 Open/short circuit single-ended impedance measurement made with a balun (reference method)

3.3.6.2.2.1 Principle

Open and short circuit measurements made with a balun from one end of a symmetric cable pair is the reference method for obtaining characteristic impedance values. The characteristic impedance is the geometric mean of the product of the open and short circuit measured values and is defined as:

$$Z_C = \sqrt{Z_{OC} Z_{SC}} \quad (37)$$

où

Z_C est l'impédance caractéristique complexe si la paire est homogène ou dépourvu de structure (utilisé également pour représenter le résultat de la régression) (Ω);

Z_{OC} est l'impédance complexe en circuit ouvert (Ω);

Z_{SC} est l'impédance complexe en court-circuit (Ω).

Lorsque le câble n'est pas homogène, on obtient une impédance affectée par les effets structurels:

$$Z_{CM} = \sqrt{Z_{OC} Z_{SC}} \quad (38)$$

où Z_{CM} est l'impédance caractéristique complexe avec effets structurels (impédance d'entrée), exprimée en ohms (Ω).

L'équation (37) représente l'impédance caractéristique Z_C lorsque les effets structurels sont négligeables. La régression des valeurs *d'impédance court-circuit/circuit ouvert* avec une impédance caractéristique fonction de la fréquence peut être employé pour obtenir Z_C à partir de l'impédance d'entrée, Z_{CM} , (équation (38)) lorsque les effets structurels sont substantiels conformément à 3.3.6.2. Les équations (37) et (38) (et cette technique de mesure) sont valables pour des fréquences s'étendant à partir de valeurs faibles, où la longueur du câble est uniquement une fraction d'une longueur d'onde, jusqu'à des fréquences élevées, où la longueur de câble représente de nombreuses longueurs d'onde.

3.3.6.2.2.2 Préparation de l'échantillon

Les échantillons doivent être préparés avec une quantité minimale de gaine et d'écran enlevés de façon que les effets d'extrémité soient réduits. Pas plus de 40 mm de gaine, 25 mm d'écran et 8 mm d'isolant ne doivent être retirés des paires pour les mesures jusqu'à 100 MHz. Les paires ne doivent pas être dépariées sur plus de 13 mm. De plus, les câbles sans écran doivent être suspendus ou posés sur une surface non conductrice de façon que les différents passages soient séparés de 25 mm. Les essais sont prévus pour être appliqués à un échantillon d'au moins 100 m retiré de l'emballage de livraison. On ne considère qu'un échantillon est bon que lorsqu'il passe l'essai effectué aux deux extrémités (dans les deux directions). Les mesures de routine peuvent être effectuées sur des tourets de production et/ou sur la livraison finale dans une direction.

3.3.6.2.2.3 Équipement d'essai

Un analyseur de réseau (avec une unité de paramètre S) ou un impédancemètre peuvent être utilisés pour obtenir les valeurs. La figure 5 présente les principaux composants d'un circuit de mesure d'impédance où le générateur et le récepteur sont des parties de l'analyseur de réseau. Une unité de paramètre S , où le composant clef est le pont de réflexion, est utilisée avec un analyseur de réseau pour séparer le signal réfléchi du signal incident. Un transformateur symétriseur avec une gamme de fréquences, et une impédance appropriées (tel que 50 Ω à 100 Ω pour un équipement de 50 Ω et une paire de 100 Ω) symétrisé au moins aussi bien que les paires en essai permet la mesure de paires symétriques dans des conditions équilibrées. Trois conditions de terminaison, ouvert, fermé et chargé sur l'impédance nominale sont utilisées comme appropriées au type de mesure effectué (ouvert, fermé ou terminé).

$$Z_{CM} = \sqrt{Z_{OC} Z_{SC}} \quad (37)$$

where

Z_C is the complex characteristic impedance, if the pair is homogeneous or free of structure (also used to represent a function fitted result) (Ω);

Z_{OC} is the complex measured open circuit impedance (Ω);

Z_{SC} is the complex measured short circuit impedance (Ω).

When the cable is not homogenous, an impedance inclusive of structural effects is obtained:

$$Z_{CM} = \sqrt{Z_{OC} Z_{SC}} \quad (38)$$

where Z_{CM} is the complex characteristic impedance together with structure (input impedance), expressed in ohms (Ω).

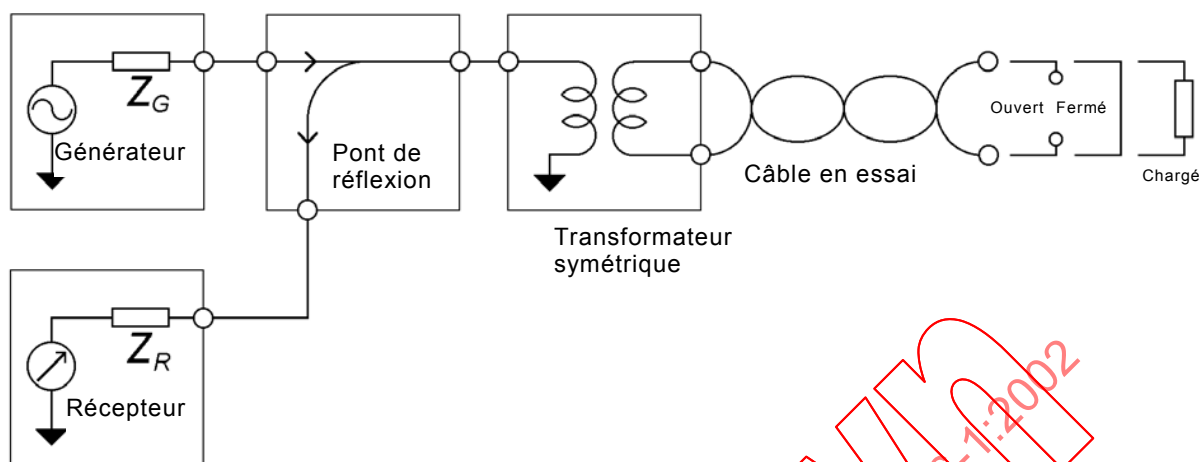
Equation (37) represents the characteristic impedance, Z_C , when structural effects are negligible. The fitting of the *open/short impedance* data with a characteristic impedance like function of frequency can be employed to obtain Z_C from the input impedance, Z_{CM} , (equation 38)) when structural effects are substantial in accordance with 3.3.6.2. Equations (37) and (38) (and this measurement technique) are valid for frequencies extending from low values, where the cable length is only a fraction of a wavelength, to high frequencies where cable length represents many wavelengths.

3.3.6.2.2.2 Sample preparation

Samples shall be prepared so that end effects are minimized. No more than 40 mm of jacket, 25 mm of shield, and no more than 8 mm of insulation shall be removed from pairs for measurements extending to 100 MHz. The pairs shall not be untwisted by more than 13 mm. In addition, unshielded cable shall be suspended or laid on a non-conducting surface so that multiple traversals are separated by 25 mm. Testing is intended to apply to a sample length of at least 100 m removed from the delivery package. A sample is considered to have passed only when it passes the test from both ends (both directions). Routine measurements may be performed on production drums and/or on the final delivery package from one direction.

3.3.6.2.2.3 Test equipment

A network analyser (together with an S -parameter unit) or an impedance meter can be used to obtain the data. Figure 5 shows the main components of an impedance measurement circuit where the generator and receiver are parts of the network analyser. An S -parameter unit, where the key component is the reflection bridge, is used with a network analyser to separate the reflected signal from the incident signal. A balun with the appropriate frequency range, impedance (such as 50 Ω to 100 Ω for 50 Ω equipment and 100 Ω pair) and balanced at least as well as the pair under test facilitates making measurements on symmetric pairs under balanced conditions. Three terminating conditions, open, short and the nominal load resistance are used as appropriate for the type of measurement being made (open, short or terminated).



IEC 121/01

Figure 5 – Schéma du circuit de mesure de la paire de câble

3.3.6.2.2.4 Procédure

Une procédure de calibrage en trois étapes utilisant les mêmes terminaisons, ouvert, fermé et chargé, que celles utilisées pour les mesures réelles est effectuée au secondaire du transformateur symétriseur avec la paire de câbles déconnectée. En effectuant la procédure de calibrage en trois étapes au secondaire du transformateur symétriseur, l'analyseur de réseau est capable de mesurer directement le coefficient de réflexion complexe (paramètre S) ou l'impédance d'une paire de câble. Une procédure de calibrage interne en trois étapes comprenant les calculs est fournie avec la plupart des analyseurs de réseau quand une unité de paramètre S est utilisée. La Méthode A1 en A.6.1 couvre une procédure similaire de calibrage en trois étapes en utilisant le principe de la matrice F où toutes les quantités sont établies comme impédances. Cette méthode est utile lorsque l'analyseur de réseau n'est pas équipé de façon appropriée, dans ce cas les estimations peuvent être accomplies à l'extérieur de l'analyseur.

L'impédance mesurée (circuit ouvert ou court circuit) est estimée à partir des mesures du coefficient de réflexion à l'aide de l'équation (39) soit par l'analyseur de réseau, soit par un ordinateur (sur des données acquises):

$$Z_{MEAS} = Z_R \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}} \quad (39)$$

où

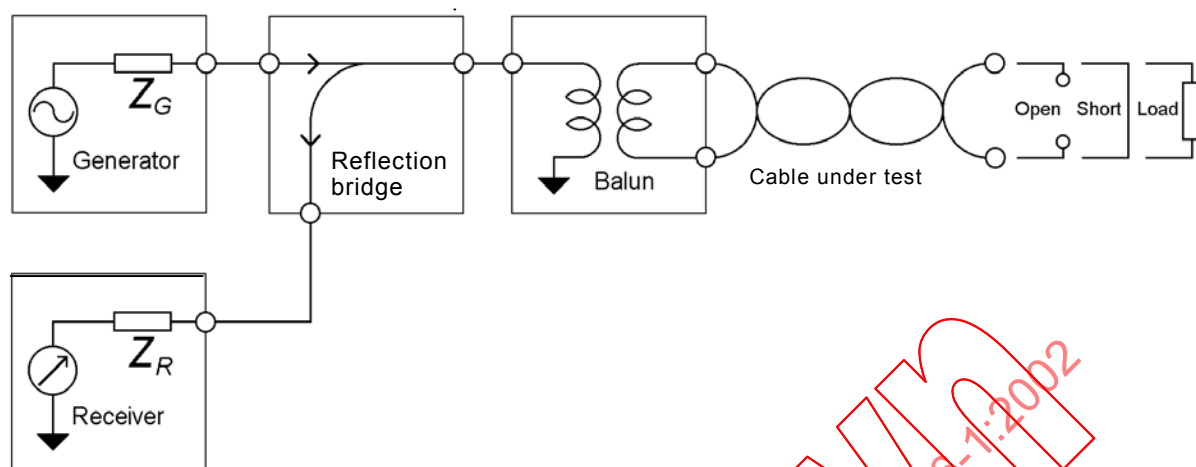
Z_{MEAS} est l'impédance complexe mesurée (circuit ouvert ou court circuit) (Ω);

Z_R est l'impédance de référence (résistance) utilisée pendant le calibrage (Ω);

S_{11} est le coefficient de réflexion complexe mesuré.

3.3.6.2.2.5 Prescriptions

Plusieurs approches sont possibles conceptuellement. D'une part, l'impédance d'entrée, constituée de l'impédance caractéristique et des effets structuraux, peut être considérée comme devant répondre à une seule prescription plus vaste (telle que la plage de 85 Ω à 115 Ω) dans la gamme de fréquences spécifiée. D'autre part, une gamme plus étroite (telle que la plage de 95 Ω à 105 Ω) peut être considérée comme étant une prescription pour la composante asymptotique de l'impédance caractéristique après régression. Dans ce cas, les spécifications RL ou SRL sont utilisées pour contrôler les effets structuraux. L'avantage d'une



IEC 121/01

Figure 5 – Diagram of cable pair measurement circuit

3.3.6.2.2.4 Procedure

A three step calibration procedure using the same open, short and load terminations as used for the actual measurements is carried out at the secondary of the balun with the cable pair disconnected. Upon completing the 3 step calibration procedure at the secondary of the balun the network analyser is capable of measuring directly the complex reflection coefficient (S -parameter) or impedance of a cable pair. An internal 3 step calibration procedure including calculations is provided by most network analysers when an S -parameter unit is used. Method A1 in A.6.1 covers a similar three step calibration procedure by using the F -matrix principle where all the quantities are stated as impedances. This method is useful when the network analyser is not suitably equipped in which case the computations can be accomplished external to the analyser.

The measured impedance (open or short) is computed from the reflection coefficient measurements by means of equation (39) either by the network analyser or by a computer (on acquired data):

$$Z_{\text{MEAS}} = Z_R \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}} \quad (39)$$

where

Z_{MEAS} is the complex measured impedance (open or short) (Ω);

Z_R is the reference impedance (resistor) used during calibration (Ω);

S_{11} is the complex measured reflection coefficient.

3.3.6.2.2.5 Requirements

Conceptually several approaches are possible. On the one hand, the input impedance consisting of the combined characteristic impedance and structural effects can be viewed as needing to meet a broader single requirement (such as the 85Ω to 115Ω range) over the specified frequency range. Alternatively, a narrower range (such as a 95Ω to 105Ω range) can be viewed as being a requirement for the asymptotic component of function fitted

seule prescription vaste dans beaucoup de cas est la simplification de la mesure. Un avantage de séparer les deux effets est celui d'obtenir des informations quantitatives pour les deux effets.

Les prescriptions pour l'impédance et les effets structurels de divers types de câbles sont donnés dans les spécifications appropriées.

3.3.6.2.3 Autres méthodes de mesure de l'impédance

Un certain nombre de méthodes alternatives pour obtenir l'impédance caractéristique sont décrites dans l'annexe A. Certaines de ces méthodes présentent de la commodité (peut-être aux dépens de la précision dans des portions de la gamme de fréquences). D'autres offrent des possibilités au-delà de ce qui est normalement nécessaire pour un contrôle de routine du produit mais sont utiles dans l'évaluation de laboratoires dans lesquels le nombre de mesures n'est pas critique.

La *Méthode de mesure de l'impédance Court-circuit/circuit ouvert* effectuée à une seule extrémité à l'aide d'un transformateur symétriseur en 3.3.6.2.2 est considérée comme la méthode de référence pour obtenir les données. Les autres méthodes possibles sont énumérées ci-dessous:

- Impédance caractéristique déterminée à partir des mesures de la constante de propagation et de la capacité (article A.4)
- Mesures de l'impédance sur câble terminé par son impédance nominale (article A.5)
- Mesures de l'impédance court-circuit/circuit ouvert excluant l'effet du transformateur symétriseur (A.6.1)
- Mesures de l'impédance effectuées sans transformateur symétriseur (A.6.2)
- Mesures de l'impédance obtenues par la technique de décomposition modale (A.6.3)

3.3.6.3 Régression par la méthode des moindres carrés des données d'impédance caractéristique

La régression est utile pour estimer l'impédance caractéristique lorsque les mesures sont affectées par les effets structurels. Cette technique est utile pour séparer l'affaiblissement de réflexion structurel (SRL) de l'impédance caractéristique ou pour obtenir une relation fonctionnelle pour les valeurs d'impédance dans un but de conception. Cette procédure n'est pas prescrite pour l'essai des paires pour lesquelles les valeurs d'impédance tombent dans les limites supérieure et inférieure d'impédance qui sont plus contraignantes que les limites associées pour l'affaiblissement de réflexion ou le SRL.

Cette méthode diffère du lissage étant donné qu'une impédance caractéristique comme fonction (fondée sur la théorie de la transmission) est utilisée pour s'adapter aux données mesurées (obtenues à partir de l'équation (38) ou des données d'impédance terminée). La fonction est établie comme suit:

$$|Z_C| = K_0 + \frac{K_1}{f^{1/2}} + \frac{K_2}{f} + \frac{K_3}{f^{3/2}} \quad (40)$$

où

$|Z_C|$ est l'amplitude de l'impédance caractéristique adaptée (Ω);

K_0, K_1, K_2, K_3 sont les coefficients des moindres carrés obtenus à partir de l'équation (A.69) ($\Omega/(\text{puissance applicable de Hz})$);

f est la fréquence (Hz).

NOTE Lorsque des valeurs d'impédance sur câble chargé sont utilisées au lieu de valeurs circuit ouvert/court circuit, il convient que le double de l'atténuation de la longueur mesurée soit suffisamment grand (entre 10 dB et 20 dB pour des précisions souhaitées de l'ordre de 5 Ω à 1,5 Ω respectivement quand la déviation maximale est 15 Ω – voir article A.5).

characteristic impedance. In this case *RL* or *SRL* specifications are used to control structural effects. The advantage of a broad single requirement in many instances is measurement simplification.

The advantage of separating the two effects is that of obtaining quantitative information for the two effects. The requirements for the impedance and structural effects are given in the relevant cable specification.

3.3.6.2.3 Alternate impedance measurement methods

A number of alternate methods for obtaining characteristic impedance are described in annex A. Some of these methods offer convenience (perhaps at the cost of accuracy in portions of the frequency range). Others offer capability beyond what is currently needed for routine product inspection but are useful in laboratory evaluation where measurement throughput is not as critical.

The *Open/short circuit single-ended impedance measurement made with a balun* in 3.3.6.2.2 is viewed as the reference method for obtaining the data. The alternative methods are listed below:

- a) Characteristic Impedance determined from Propagation Coefficient and Capacitance Measurements (clause A.4)
- b) Terminated cable Impedance Measurements (clause A.5)
- c) Open/Short Impedance Measurements excluding Balun Performance (A.6.1)
- d) Impedance Measurements made without a Balun (A.6.2)
- e) Impedance Measurements obtained by Modal Decomposition Technique (A.6.3).

3.3.6.3 Function fitting of characteristic impedance data

Function fitting is useful for computing the characteristic impedance when the measurements include structural effects. This technique is useful for separating the structural return loss (*SRL*) from the characteristic impedance or for obtaining a functional relationship for the impedance data for design purposes. This procedure is not required for the testing of pairs for which the impedance data falls within upper and lower impedance limits that are more confining than the associated limits for return loss or *SRL*.

This method differs from smoothing in that a characteristic impedance like function (based on transmission theory) is used to fit the measured data (obtained from equation (38) or terminated impedance data). The function is stated as follows:

$$|Z_C| = K_0 + \frac{K_1}{f^{1/2}} + \frac{K_2}{f} + \frac{K_3}{f^{3/2}} \quad (40)$$

where

$|Z_C|$ is the magnitude of the fitted characteristic impedance (Ω);

K_0, K_1, K_2, K_3 are least squares coefficients, expressed in Ω /(applicable power of Hz), obtained from equation (A.69);

f is the frequency (Hz).

NOTE Where terminated cable impedance data is used instead of open/short data, round-trip loss of measured length should be sufficiently large (in the 10 dB to 20 dB range for desired accuracies in the 5 Ω to 1,5 Ω range respectively when maximum deviation is 15 Ω – see clause A.5).

Des valeurs discrètes espacées de façon égale selon le logarithme de la fréquence sont souhaitables pour la régression car cela résulte en une pondération appropriée des limites basse et haute d'un balayage de fréquence multi-décades. Un espacement de fréquence linéaire avec une pondération logarithmique peut être utilisé dans les calculs quand l'espacement du logarithme de la fréquence conduit à s'inquiéter à propos d'un sous-échantillonnage à des fréquences élevées. Faire le tracé des valeurs par rapport au logarithme de la fréquence peut aider ici (comme dans la théorie de réseau). Des précisions pour accomplir la régression des moindres carrés peuvent être trouvées à l'article A.3. La régression pour des ensembles de valeurs individuelles peut rapidement être effectuée en important les données de format ASCII obtenues à partir de l'analyseur de réseau directement dans un tableur et en utilisant les procédures de régression fournies. Un logiciel optimisé pour analyser de nombreuses séries de valeurs est souhaitable pour l'utilisation dans un site de production.

Les termes du côté droit de l'équation (40) diminuent généralement en importance de la gauche vers la droite. Les deux premiers termes ont une base théorique forte. Le terme constant a la base la plus forte car il représente l'inductance externe (le plus grand composant de l'inductance) et la capacité de la paire (voir article A.1). Le second terme est significatif car il représente la composante de l'impédance caractéristique résultant de l'inductance interne. Les deux derniers termes sont fournis pour pourvoir aux effets de second ordre tels que la diminution de la capacité avec la fréquence, avec les matériaux d'isolation polaire ou les effets d'écran. Dans ce dernier cas, la limite basse fréquence de la régression est limitée à la zone où la pente augmente avec la fréquence (2e dérivée positive).

3.3.6.3.1 Termes moins nombreux

Selon la gamme de fréquences de la mesure et l'importance des variations structurelles, l'utilisation d'un ou de plusieurs des termes d'ordre plus élevé peut ne pas se justifier. Les contributions des termes d'ordre plus élevé sont considérées comme de second ordre. Là où les données couvrent une décade ou moins, seuls les deux premiers termes (ou peut-être seulement le terme constant) peuvent être justifiés. Le paragraphe A.3.1.2 fournit une méthode d'élimination d'un ou plusieurs termes lorsqu'ils ne sont pas justifiés. Le résultat de la régression est estimé valable s'il a une pente négative à basses fréquences, est asymptotique à des fréquences plus élevées et n'a pas d'oscillation avec fréquence.

3.3.6.3.2 Angle de phase

Les valeurs de l'angle de phase de l'impédance caractéristique peuvent subir une régression similaire à celles de l'amplitude. L'angle de phase de l'impédance caractéristique est important pour calculer le *SRL* à des fréquences basses où l'angle est inférieur à -10° ou s'il présente un intérêt pour la conception du câble.

3.3.7 Affaiblissement de réflexion (*RL*) et affaiblissement de réflexion structurel (*SRL*)

L'affaiblissement de réflexion et le *SRL* sont tous les deux utiles pour quantifier le niveau (quantité) du signal réfléchi. L'affaiblissement de réflexion combine les effets des réflexions dues à la fois à la désadaptation par rapport à l'impédance nominale (telle que 100Ω) et aux effets structurels. Il est spécifié lorsque la performance du système est l'intérêt premier.

Alors que l'affaiblissement de réflexion caractérise la performance du canal, le *SRL* est utilisé pour représenter les effets structurels du média lui-même par rapport à Z_C et est utile pour l'évaluation du câble.

Discreet point data equally spaced according to the log of frequency is advantageous for function fitting in that it results in appropriate weighting of the lower and upper ends of a multi-decade frequency sweep. Linear frequency spacing with logarithmic weighting may be used in the calculations when log of frequency spacing leads to concern about undersampling at high frequencies. Plotting the data versus the log of frequency is helpful here (as it is in network theory). Details for accomplishing the least squares function fit are found in clause A.3. The function fitting for individual data sets can readily be accomplished by importing ASCII format data obtained from the network analyser directly into a spreadsheet program and using the built-in regression procedures. Optimized software for analyzing numerous data sets is desirable for use in a production setting.

The terms of the right hand side of equation (40) generally diminish in importance from left to right. The first two terms have strong theoretical basis. The constant term has the strongest basis in that it represents the space (external) inductance (largest component of inductance) and the capacitance of the pair (see clause A.1). The second term is significant in that it represents the component of characteristic impedance resulting from the internal inductance. The last two terms are supplied to provide for second order effects such as the capacitance decreasing with frequency as with polar insulation materials or the effects of a shield. In the latter case, the low frequency end function fitting range is limited to frequencies where slope is increases with frequency (2nd derivative positive).

3.3.6.3.1 Fewer terms

Depending on the measurement frequency range and the amount of structural variation, usage of one or more of the higher order terms may not be justifiable. The contributions from the higher order terms are intended to be second order. Where the data spans one decade or less only the first two terms (or perhaps only the constant term) may be justified. Subclause A.3.1.2 provides a method of eliminating one or more terms when they are not justified. The resultant function fit is considered valid if it has a negative slope at low frequencies, is asymptotic at higher frequencies and is free of oscillation with frequency.

3.3.6.3.2 Phase angle

The phase angle of the characteristic impedance can be fitted with a similar function as the magnitude. The phase angle of the characteristic impedance is important for computing the *SRL* at low frequencies where the angle is less than -10° or if it is of cable design interest.

3.3.7 Return Loss (*RL*) and Structural Return Loss (*SRL*)

Return loss and *SRL* are both useful for quantifying the level (amount) of the reflected signal. Return loss combines the effects of reflections due to both the deviation from the nominal impedance (such as 100 Ω) and structural effects. It is specified when system performance is the primary interest.

While return loss characterizes the performance of the channel or link, *SRL* is used to represent the structural effects of the cable medium itself relative to Z_C and is useful for cable evaluation.

3.3.7.1 Principe

On applique les mêmes principes de mesure qu'en 3.3.6.2.2.1. Beaucoup d'analyseurs de réseau présentent l'affaiblissement de réflexion d'une façon directe comme une fonction du menu. Le circuit de la figure 5 est valable pour les mesures de RL et SRL . Lorsque le calibrage de l'analyseur de réseau et de l'unité de *paramètre* S est effectué par rapport à l'impédance de référence, l'affaiblissement de réflexion est:

$$RL = -20 \log |S_{11}| \quad (41)$$

Présenté en termes d'impédances, l'affaiblissement de réflexion est donné par:

$$RL = -20 \log \left| \frac{Z_T - Z_R}{Z_T + Z_R} \right| \quad (42)$$

où

RL est l'affaiblissement de réflexion (dB);

Z_T est l'impédance complexe mesurée obtenue à partir des mesures de câbles chargé où l'extrémité distante est terminée en Z_R (Ω);

Z_R est l'impédance de référence (100 Ω , 120 Ω ou 150 Ω comme approprié).

NOTE Les données circuit ouvert/court circuit ne sont pas appropriées pour l'affaiblissement de réflexion étant donné que les deux extrémités du circuit doivent être terminées par l'impédance de référence. La différence entre la Z_T utilisée ici et la Z_C utilisée pour SRL est évidemment petite lorsque l'atténuation en boucle est assez grande pour rendre la réflexion distante de l'extrémité négligeable.

Le SRL est obtenu par l'équation (43) où Z_C est l'impédance caractéristique adaptée étant utilisée comme la valeur de référence.

$$SRL = -20 \log \left| \frac{Z_{CM} - Z_C}{Z_{CM} + Z_C} \right| \quad (43)$$

où

SRL est l'affaiblissement de réflexion (dB);

Z_{CM} est l'impédance complexe mesurée obtenue à partir des mesures circuit ouvert/court circuit (équation (38)) (Ω);

Z_C est l'impédance caractéristique adaptée obtenue à partir de la fonction de lissage (l'amplitude de l'impédance caractéristique de l'équation (38) et l'angle de l'impédance (à partir de l'équation (A.70)) (Ω).

3.3.7.2 Préparation de l'échantillon

Les recommandations de préparation de l'échantillon pour l'affaiblissement de réflexion et le SRL sont les mêmes que celles concernant les mesures d'impédance caractéristique (voir 3.3.6.2.2.2).

3.3.7.3 Equipement d'essai et procédure

Des configurations d'analyseurs de réseau sont utilisées de façon similaire à celle discutée en 3.3.6.2.2.3, le RL étant disponible en tant que fonction du menu et le SRL disponible comme résultat de régression.

3.3.7.4 Prescriptions

Les prescriptions concernant ces paramètres s'appliquent sur la gamme de fréquences applicable d'une façon distincte de celles de l'impédance caractéristique.

3.3.7.1 Principle

The same measurement principles apply as in 3.3.6.2.2.1. Many network analysers yield return loss in a direct manner as a menu item. The circuit given in figure 5 is suitable for the *RL* and *SRL* measurements. Where calibration of the network analyser and *S*-parameter unit is performed relative to the reference impedance the return loss is:

$$RL = -20 \log |S_{11}| \quad (41)$$

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

$$RL = -20 \log \left| \frac{Z_T - Z_R}{Z_T + Z_R} \right| \quad (42)$$

where

RL is return loss (dB);

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

Z_R is the reference impedance, expressed in ohms (Ω), (100 Ω , 120 Ω or 150 Ω as appropriate).

NOTE Open/short circuit data is not appropriate for return loss since both ends of the circuit must be terminated with the reference impedance. The difference between the Z_T used here and the Z_C used for *SRL* is obviously small when roundtrip loss is large enough to render the distant-end reflection negligible.

The *SRL* is obtained by equation (43) where Z_C is the fitted characteristic impedance being used as the reference value.

$$SRL = -20 \log \left| \frac{Z_{CM} - Z_C}{Z_{CM} + Z_C} \right| \quad (43)$$

where

SRL is structural return loss (dB);

Z_{CM} is the measured complex impedance obtained from open and short circuit measurements (equation (38)) (Ω);

Z_C is the fitted characteristic impedance obtained from function fitting (the magnitude of the characteristic impedance from equation (38) and the angle from equation (A.70)) (Ω).

3.3.7.2 Sample preparation

The sample preparation guidelines for return loss and *SRL* are the same as those for characteristic impedance measurements (see 3.3.6.2.2.2).

3.3.7.3 Test equipment and procedure

Network analysers configurations are used in a manner similar to that discussed in 3.3.6.2.2.3 with *RL* being available as a menu item and *SRL* available as a follow up of function fitting.

3.3.7.4 Requirements

Requirements for these parameters apply over the applicable frequency range in a manner that is separate from that for characteristic impedance.

3.4 Essais mécaniques et dimensionnels

3.4.1 Mesures dimensionnelles

Les mesures d'épaisseur et de diamètre doivent être effectuées conformément à l'article 8 de la CEI 60811-1-1.

3.4.2 Allongement à la rupture du conducteur

La méthode de mesure de la charge et de l'allongement à la rupture du conducteur nu est spécifiée en 3.3 de la CEI 60189-1.

3.4.3 Résistance à la traction de l'enveloppe isolante

La méthode de mesure de la résistance à la traction de l'enveloppe isolante est spécifiée en 9.1.7 de la CEI 60811-1-1.

3.4.4 Allongement à la rupture de la gaine

La méthode de mesure de l'allongement à la rupture de la gaine est spécifiée en 9.2.7 de la CEI 60811-1-1.

3.4.5 Résistance à la traction de la gaine

La méthode de mesure de résistance à la traction de la gaine est spécifiée en 9.2.7 de la CEI 60811-1-1.

3.4.6 Essai d'écrasement du câble

La méthode de mesure de résistance à l'écrasement du câble est spécifiée dans l'article 7 de la CEI 60794-1-2.

3.4.7 Essai au choc du câble

La méthode de mesure de résistance au choc du câble est spécifiée en 8.5 de la CEI 60811-1-4.

3.4.8 Essai de courbures répétées du câble

La méthode de mesure de la résistance du câble aux courbures répétées est spécifiée dans l'article 10 de la CEI 60794-1-2.

3.4.9 Tenue à la traction du câble

La méthode de mesure de la tenue à la traction du câble est spécifiée dans l'article 5 de la CEI 60794-1-2.

3.5 Essais d'environnement

3.5.1 Retrait de l'enveloppe isolante

La méthode de mesure du retrait de l'enveloppe isolante est spécifiée à l'article 10 de la CEI 60811-1-3.

3.5.2 Essai d'enroulement de l'enveloppe isolante après vieillissement thermique

La méthode de mesure de la tenue au vieillissement de l'enveloppe isolante est spécifiée à l'article 10 de la CEI 60811-4-2.

3.4 Mechanical and dimensional measurement tests

3.4.1 Measurement of dimensions

The measurement of thickness and diameter shall be carried out in accordance with clause 8 of IEC 60811-1-1.

3.4.2 Elongation at break of the conductor

The method of measuring the elongation at break of the conductor is specified in 3.3 of IEC 60189-1.

3.4.3 Tensile strength of the insulation

The measurement of the tensile strength of the insulation is specified in 9.1.7 of IEC 60811-1-1.

3.4.4 Elongation at break of the sheath

The method of measuring the elongation at break of the sheath is specified in 9.2.7 of IEC 60811-1-1.

3.4.5 Tensile strength of the sheath

The method of measuring the tensile strength of the sheath is specified in 9.2.7 of IEC 60811-1-1.

3.4.6 Crush test of the cable

The method of measuring the crush resistance of the cable is specified in clause 7 of IEC 60794-1-2.

3.4.7 Impact test of the cable

The method of measuring the impact resistance of the cable is specified in 8.5 of IEC 60811-1-4.

3.4.8 Repeated bending of the cable

The method of measuring the resistance of the cable to repeated bending is specified in clause 10 of IEC 60794-1-2.

3.4.9 Tensile performance of the cable

The method of measuring the tensile performance of the cable is specified in clause 5 of IEC 60794-1-2.

3.5 Environmental tests

3.5.1 Shrinkage of the insulation

The method of measuring the shrinkage of the insulation is specified in clause 10 of IEC 60811-1-3.

3.5.2 Wrapping test of the insulation after thermal ageing

The method of measuring the ageing performance of the insulation is specified in clause 10 of IEC 60811-4-2.

3.5.3 Essai de courbure de l'enveloppe isolante à basse température

La méthode de mesure de la tenue en courbure à froid est spécifiée en 8.1 de la CEI 60811-1-4.

3.5.4 Allongement à la rupture de la gaine après vieillissement

Des échantillons de gaine sont préparés et soumis aux essais spécifiés en 9.2 de la CEI 60811-1-1 après vieillissement, conformément à 8.1 de la CEI 60811-1-2, pendant un temps et à une température qui sont indiqués dans la spécification particulière du câble.

3.5.5 Résistance à la traction de la gaine après vieillissement

Des échantillons de gaines sont préparés et soumis aux essais spécifiés en 9.2 de la CEI 60811-1-1 après vieillissement, conformément à 8.1 de la CEI 60811-1-2, pendant un temps et à une température qui sont indiqués dans la spécification particulière du câble.

3.5.6 Essai de pression de la gaine à température élevée

La méthode de mesure de pression de la gaine est spécifiée en 8.2 de la CEI 60811-3-1.

3.5.7 Essai d'enroulement du câble à basse température

La méthode de mesure de la tenue du câble à la courbure à froid est spécifiée en 8.2 de la CEI 60811-1-4 ainsi que dans la CEI 60811-4-1.

3.5.8 Essai de choc thermique

La méthode de mesure de la tenue du câble au choc thermique est spécifiée en 9.2 de la CEI 60811-3-1.

3.5.9 Caractéristiques de propagation de la flamme sur un câble isolé

La méthode de mesure de la tenue du câble à la flamme est spécifiée dans la CEI 60332-1. Quand cette méthode ne convient pas pour un petit câble, qui peut fondre à la flamme, le câble doit être essayé selon la CEI 60332-2.

3.5.10 Caractéristiques de propagation de la flamme sur câbles en nappes

La méthode de mesure de tenue à la flamme de câbles en nappes est spécifiée dans la CEI 60332-3-10 et dans la CEI 60332-3-24.

3.5.11 Emission de gaz halogénés

La méthode de mesure de dégagement des gaz halogénés est spécifiée dans la CEI 60754-1.

3.5.12 Emission de fumées

La méthode de mesure de la quantité de fumées émises est spécifiée dans la CEI 61034.

3.5.13 Emission de gaz toxiques

A l'étude.

3.5.14 Essais combinés de propagation de la flamme et d'émission de fumées pour les câbles destinés à être installés dans les vides de construction

A l'étude.

3.5.3 Bending test of the insulation at low temperature

The method of measuring the cold bend test performance is specified in 8.1 of IEC 60811-1-4.

3.5.4 Elongation at break of the sheath after ageing

Samples of sheath are prepared and tested in accordance with 9.2 of IEC 60811-1-1 after ageing, in accordance with 8.1 of IEC 60811-1-2, for a time and temperature specified in the relevant detail cable specification.

3.5.5 Tensile strength of the sheath after ageing

Samples of sheath are prepared and tested in accordance with 9.2 of IEC 60811-1-1 after ageing, in accordance with 8.1 of IEC 60811-1-2, for a time and temperature specified in the relevant detail cable specification.

3.5.6 Sheath pressure test at high temperature

The method of measuring the sheath pressure test is specified in 8.2 of IEC 60811-3-1, as well as in IEC 60811-4-1.

3.5.7 Cold bend test of the cable

The method of measuring the cold bend test performance is specified in 8.2 of IEC 60811-1-4, as well as in IEC 60811-4-1.

3.5.8 Heat shock test

The method of measuring the heat shock test is specified in 9.2 of IEC 60811-3-1.

3.5.9 Flame propagation characteristics of a single cable

The method of measuring the burning performance of a single cable is specified in IEC 60332-1. When this method is not suitable because a small conductor may melt under the application of the flame, the cable shall be tested in accordance with IEC 60332-2.

3.5.10 Flame propagation characteristics of bunched cables

The method of measuring the burning performance of bunched cables is specified in IEC 60332-3-10 and in IEC 60332-3-24.

3.5.11 Halogen gas evolution

The method of measuring the evolution of halogen gas is specified in IEC 60754-1.

3.5.12 Smoke generation

The method of measuring the amount of smoke generated is specified in IEC 61034.

3.5.13 Toxic gas emission

Under consideration.

3.5.14 Combined flame and smoke test for cables in environmental air handling spaces

Under consideration.

Annexe A (informative)

Impédance caractéristique et méthodes *SRL/RL*

A.1 Equations fondamentales pour les lignes de transmission

Une revue des relations entre le coefficient de propagation, l'impédance caractéristique et les paramètres primaires R , L , G et C est utile ici. On estime communément que l'impédance caractéristique est une grandeur réelle. Alors que ce concept peut suffire pour des applications à haute fréquence, cette quantité est en réalité complexe, constituée de composantes réelles et imaginaires ou d'amplitude et de phase. Le coefficient de propagation associé est considéré comme étant complexe, constitué de la composante réelle de l'affaiblissement et de celle imaginaire du coefficient de phase. Les quatre paramètres secondaires sont liés aux paramètres primaires. La dépendance de fréquence de ces paramètres est également développée.

Les paramètres d'une paire de câbles sont représentés comme une fonction de la fréquence. Ceci est lié aux méthodes de mesure indiquées dans cette annexe et qui sont toutes fondées sur des techniques du domaine de la fréquence. Les méthodes de mesure fondées sur des techniques du domaine du temps et sur des combinaisons de temps et de fréquence, tout en étant utiles dans de nombreux cas, ne sont pas couvertes ici. La disponibilité actuelle d'un excellent équipement dans le domaine de la fréquence comme les analyseurs de réseau et les supports de mètres d'impédance soutiennent l'approche du domaine de la fréquence.

A.1.1 Equations d'impédance caractéristique et de coefficient de propagation

L'équation de l'impédance caractéristique Z_C et du coefficient de propagation γ en fonction de la fréquence et des paramètres primaires s'écrit:

$$Z_C = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (\text{A.1})$$

Le coefficient de propagation, γ , se rapportant aux paramètres primaires:

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \quad (\text{A.2})$$

où

- ω est la fréquence radian (rad/s);
- R est la résistance de la paire (Ω/m);
- L est l'inductance de la paire (H/m);
- G est la conductance de la paire (S/m);
- C est la capacitance de la paire (F/m);
- α est l'affaiblissement de la paire (Np/m);
- β est la constante de phase de la paire (rad/m).

Annex A (informative)

Characteristic Impedance and *SRL/RL* Methods

A.1 Basic transmission line equations

A review of the relationships between the propagation coefficient and characteristic impedance and the primary parameters R , L , G and C is useful here. Characteristic impedance is commonly thought of as being a magnitude quantity. While this concept may suffice for high frequency applications, this quantity is actually a complex one consisting of real and imaginary components or magnitude and angle. The associated propagation coefficient is readily viewed as being complex, consisting of the real attenuation and imaginary phase coefficient components. The four secondary components are readily related to the primary components. Frequency dependence of these parameters is also developed.

The cable pair parameters are represented as frequency domain dependent quantities. This ties in with the measurement methods being addressed in this annex, all of which are based on frequency domain techniques. Measurement methods based on time domain techniques and combinations of time and frequency while useful in many cases are not covered here. The present-day availability of excellent frequency domain equipment such as the network analysers and impedance meters supports the frequency domain approach.

A.1.1 Characteristic impedance and propagation coefficient equations

The frequency domain of the complex characteristic impedance Z_C and the propagation coefficient γ relates the primary parameters as:

$$Z_C = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (\text{A.1})$$

The propagation coefficient, γ , relates to the primary parameters as:

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \quad (\text{A.2})$$

where

- ω is the radian frequency (rad/s);
- R is the resistance of the pair (Ω/m);
- L is the inductance of the pair (H/m);
- G is the conductance of the pair (S/m);
- C is the capacitance of the pair (F/m);
- α is the attenuation of the pair (Np/m);
- β is the phase coefficient of the pair (rad/m).

L'équation (A.2) est séparée en parties réelles et imaginaires, le coefficient d'affaiblissement α et le coefficient de phase β :

$$\alpha = \sqrt{-\frac{1}{2}(\omega^2 LC - RG) + \frac{1}{2}\sqrt{(R^2 + \omega^2 L^2)(G^2 + \omega^2 C^2)}} \quad (\text{A.3})$$

$$\beta = \sqrt{\frac{1}{2}(\omega^2 LC - RG) + \frac{1}{2}\sqrt{(R^2 + \omega^2 L^2)(G^2 + \omega^2 C^2)}} \quad (\text{A.4})$$

Puis, en décomposant le facteur $\omega\sqrt{LC}$, on obtient:

$$\beta = \omega\sqrt{LC} \sqrt{\frac{1}{2}\left(1 - \frac{R}{\omega L} \frac{G}{\omega C}\right) + \frac{1}{2}\sqrt{\left(1 + \frac{R^2}{\omega^2 L^2}\right)\left(1 + \frac{G^2}{\omega^2 C^2}\right)}} \quad (\text{A.5})$$

Il peut être démontré que:

$$\alpha\beta = \omega\sqrt{LC} \left(\frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} + \frac{G}{2} \sqrt{\frac{L}{C}} \right) \quad (\text{A.6})$$

Des équations (A.5) et (A.6), on peut résoudre par rapport à α et obtenir ainsi pour α et β les expressions suivantes, valables dans toute la gamme de fréquence:

$$\alpha = \frac{\frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} + \frac{G}{2} \sqrt{\frac{L}{C}}}{\sqrt{\frac{1}{2}\left(1 - \frac{R}{\omega L} \frac{G}{\omega C}\right) + \frac{1}{2}\sqrt{\left(1 + \frac{R^2}{\omega^2 L^2}\right)\left(1 + \frac{G^2}{\omega^2 C^2}\right)}}} \quad (\text{A.7})$$

$$\beta = \omega\sqrt{LC} \sqrt{\frac{1}{2}\left(1 - \frac{R}{\omega L} \frac{G}{\omega C}\right) + \frac{1}{2}\sqrt{\left(1 + \frac{R^2}{\omega^2 L^2}\right)\left(1 + \frac{G^2}{\omega^2 C^2}\right)}} \quad (\text{A.8})$$

Les équations (A.7) et (A.8) conviennent bien en haute fréquence. Pour l'examen les basses fréquences, les expressions indiquées par les équations (A.9) et (A.10) conviennent.

$$\alpha = \sqrt{\frac{\omega RC}{2}} \sqrt{\left(\frac{G}{\omega C} - \frac{\omega L}{R}\right) + \sqrt{\left(1 + \frac{\omega^2 L^2}{R^2}\right)\left(1 + \frac{G^2}{\omega^2 C^2}\right)}} \quad (\text{A.9})$$

$$\beta = \sqrt{\frac{\omega RC}{2}} \sqrt{\left(\frac{\omega L}{R} - \frac{G}{\omega C}\right) + \sqrt{\left(1 + \frac{\omega^2 L^2}{R^2}\right)\left(1 + \frac{G^2}{\omega^2 C^2}\right)}} \quad (\text{A.10})$$

Equation (A.2) is separated into its real and imaginary parts, the attenuation coefficient α and the phase coefficient β :

$$\alpha = \sqrt{-\frac{1}{2}(\omega^2 LC - RG) + \frac{1}{2}\sqrt{(R^2 + \omega^2 L^2)(G^2 + \omega^2 C^2)}} \quad (\text{A.3})$$

$$\beta = \sqrt{\frac{1}{2}(\omega^2 LC - RG) + \frac{1}{2}\sqrt{(R^2 + \omega^2 L^2)(G^2 + \omega^2 C^2)}} \quad (\text{A.4})$$

Further, by factoring out the factor $\omega\sqrt{LC}$ we obtain:

$$\beta = \omega\sqrt{LC} \sqrt{\frac{1}{2}\left(1 - \frac{R}{\omega L} \frac{G}{\omega C}\right) + \frac{1}{2}\sqrt{\left(1 + \frac{R^2}{\omega^2 L^2}\right)\left(1 + \frac{G^2}{\omega^2 C^2}\right)}} \quad (\text{A.5})$$

It can be shown that:

$$\alpha\beta = \omega\sqrt{LC} \left(\frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} + \frac{G}{2} \sqrt{\frac{L}{C}} \right) \quad (\text{A.6})$$

From equations (A.5) and (A.6) we can solve for α and thus obtain for α and β the following expressions, valid within the entire frequency range:

$$\alpha = \frac{\frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} + \frac{G}{2} \sqrt{\frac{L}{C}}}{\sqrt{\frac{1}{2}\left(1 - \frac{R}{\omega L} \frac{G}{\omega C}\right) + \frac{1}{2}\sqrt{\left(1 + \frac{R^2}{\omega^2 L^2}\right)\left(1 + \frac{G^2}{\omega^2 C^2}\right)}}} \quad (\text{A.7})$$

$$\beta = \omega\sqrt{LC} \sqrt{\frac{1}{2}\left(1 - \frac{R}{\omega L} \frac{G}{\omega C}\right) + \frac{1}{2}\sqrt{\left(1 + \frac{R^2}{\omega^2 L^2}\right)\left(1 + \frac{G^2}{\omega^2 C^2}\right)}} \quad (\text{A.8})$$

Equations (A.7) and (A.8) are well suited for examination of high frequencies. For low frequency examinations the expressions given by equations (A.9) and (A.10) are suitable.

$$\alpha = \sqrt{\frac{\omega RC}{2}} \sqrt{\left(\frac{G}{\omega C} - \frac{\omega L}{R}\right) + \sqrt{\left(1 + \frac{\omega^2 L^2}{R^2}\right)\left(1 + \frac{G^2}{\omega^2 C^2}\right)}} \quad (\text{A.9})$$

$$\beta = \sqrt{\frac{\omega RC}{2}} \sqrt{\left(\frac{\omega L}{R} - \frac{G}{\omega C}\right) + \sqrt{\left(1 + \frac{\omega^2 L^2}{R^2}\right)\left(1 + \frac{G^2}{\omega^2 C^2}\right)}} \quad (\text{A.10})$$

L'impédance caractéristique peut aussi être divisée en parties réelles et imaginaires:

$$Z_C = \operatorname{Re} Z_C + j \operatorname{Im} Z_C = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} = \frac{\alpha + j\beta}{G + j\omega C} \quad (\text{A.11})$$

$$Z_C = \frac{\frac{1}{\omega C} \left[\left(\beta + \frac{G}{\omega C} \alpha \right) - j \left(\alpha - \frac{G}{\omega C} \beta \right) \right]}{1 + \frac{G^2}{\omega^2 C^2}} \quad (\text{A.12})$$

En substituant les équations (A.7) et (A.8) dans l'équation (A.12), on obtient les parties réelles et imaginaires de l'impédance caractéristique convenant bien aux hautes fréquences:

$$\operatorname{Re} Z_C = \frac{\sqrt{\frac{L}{C}} \left[\frac{1}{2} \left(1 - \frac{R}{\omega L} \frac{G}{\omega C} \right) + \frac{1}{2} \sqrt{\left(1 + \frac{R^2}{\omega^2 L^2} \right) \left(1 + \frac{G^2}{\omega^2 C^2} \right)} \right]}{\left(1 + \frac{G^2}{\omega^2 C^2} \right) \sqrt{\frac{1}{2} \left(1 - \frac{R}{\omega L} \frac{G}{\omega C} \right) + \frac{1}{2} \sqrt{\left(1 + \frac{R^2}{\omega^2 L^2} \right) \left(1 + \frac{G^2}{\omega^2 C^2} \right)}}} \quad (\text{A.13})$$

$$-\operatorname{Im} Z_C = \frac{\frac{R}{2\omega\sqrt{LC}} + \frac{G}{2\omega C} \sqrt{\frac{L}{C}} - \frac{G}{\omega C} \sqrt{\frac{L}{C}} \left[\frac{1}{2} \left(1 - \frac{R}{\omega L} \frac{G}{\omega C} \right) + \frac{1}{2} \sqrt{\left(1 + \frac{R^2}{\omega^2 L^2} \right) \left(1 + \frac{G^2}{\omega^2 C^2} \right)} \right]}{\left(1 + \frac{G^2}{\omega^2 C^2} \right) \sqrt{\frac{1}{2} \left(1 - \frac{R}{\omega L} \frac{G}{\omega C} \right) + \frac{1}{2} \sqrt{\left(1 + \frac{R^2}{\omega^2 L^2} \right) \left(1 + \frac{G^2}{\omega^2 C^2} \right)}}} \quad (\text{A.14})$$

D'autre part, en substituant les équations (A.9) et (A.10) dans l'équation (A.12), on obtient les parties réelles et imaginaires utiles dans la gamme basse fréquence:

$$\operatorname{Re} Z_C = \frac{\sqrt{\frac{R}{2\omega C}} \left[\sqrt{\frac{\omega L}{R} - \frac{G}{\omega C}} + \sqrt{\left(1 + \frac{\omega^2 L^2}{R^2} \right) \left(1 + \frac{G^2}{\omega^2 C^2} \right)} \right] + \frac{G}{\omega C} \sqrt{\frac{G}{\omega C} - \frac{\omega L}{R}} + \sqrt{\left(1 + \frac{\omega^2 L^2}{R^2} \right) \left(1 + \frac{G^2}{\omega^2 C^2} \right)}}{\left(1 + \frac{G^2}{\omega^2 C^2} \right)} \quad (\text{A.15})$$

$$-\operatorname{Im} Z_C = \frac{\sqrt{\frac{R}{2\omega C}} \left[\sqrt{\frac{G}{\omega C} - \frac{\omega L}{R}} + \sqrt{\left(1 + \frac{\omega^2 L^2}{R^2} \right) \left(1 + \frac{G^2}{\omega^2 C^2} \right)} \right] - \frac{G}{\omega C} \sqrt{\frac{\omega L}{R} - \frac{G}{\omega C}} + \sqrt{\left(1 + \frac{\omega^2 L^2}{R^2} \right) \left(1 + \frac{G^2}{\omega^2 C^2} \right)}}{\left(1 + \frac{G^2}{\omega^2 C^2} \right)} \quad (\text{A.16})$$

The characteristic impedance can also be separated into its real and imaginary parts:

$$Z_C = \operatorname{Re} Z_C + j \operatorname{Im} Z_C = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} = \frac{\alpha + j\beta}{G + j\omega C} \quad (\text{A.11})$$

$$Z_C = \frac{\frac{1}{\omega C} \left[\left(\beta + \frac{G}{\omega C} \alpha \right) - j \left(\alpha - \frac{G}{\omega C} \beta \right) \right]}{1 + \frac{G^2}{\omega^2 C^2}} \quad (\text{A.12})$$

By substituting the equations (A.7) and (A.8) into equation (A.12), we obtain the real and imaginary parts of the characteristic impedance well suited for high frequencies:

$$\operatorname{Re} Z_C = \frac{\sqrt{\frac{L}{C}} \left[\frac{1}{2} \left(1 - \frac{R}{\omega L} \frac{G}{\omega C} \right) + \frac{1}{2} \sqrt{\left(1 + \frac{R^2}{\omega^2 L^2} \right) \left(1 + \frac{G^2}{\omega^2 C^2} \right)} \right]}{\left(1 + \frac{G^2}{\omega^2 C^2} \right) \sqrt{\frac{1}{2} \left(1 - \frac{R}{\omega L} \frac{G}{\omega C} \right) + \frac{1}{2} \sqrt{\left(1 + \frac{R^2}{\omega^2 L^2} \right) \left(1 + \frac{G^2}{\omega^2 C^2} \right)}}} \quad (\text{A.13})$$

$$-\operatorname{Im} Z_C = \frac{\frac{R}{2\omega\sqrt{LC}} + \frac{G}{2\omega C} \sqrt{\frac{L}{C}} - \frac{G}{\omega C} \sqrt{\frac{L}{C}} \left[\frac{1}{2} \left(1 - \frac{R}{\omega L} \frac{G}{\omega C} \right) + \frac{1}{2} \sqrt{\left(1 + \frac{R^2}{\omega^2 L^2} \right) \left(1 + \frac{G^2}{\omega^2 C^2} \right)} \right]}{\left(1 + \frac{G^2}{\omega^2 C^2} \right) \sqrt{\frac{1}{2} \left(1 - \frac{R}{\omega L} \frac{G}{\omega C} \right) + \frac{1}{2} \sqrt{\left(1 + \frac{R^2}{\omega^2 L^2} \right) \left(1 + \frac{G^2}{\omega^2 C^2} \right)}}} \quad (\text{A.14})$$

On the other hand, by substituting equations (A.9) and (A.10) into equation (A.12) we obtain real and imaginary parts useful in the low frequency range:

$$\operatorname{Re} Z_C = \frac{\sqrt{\frac{R}{2\omega C}} \left[\sqrt{\frac{\omega L}{R} - \frac{G}{\omega C}} + \sqrt{\left(1 + \frac{\omega^2 L^2}{R^2} \right) \left(1 + \frac{G^2}{\omega^2 C^2} \right)} \right] + \frac{G}{\omega C} \sqrt{\frac{G}{\omega C} - \frac{\omega L}{R}} + \sqrt{\left(1 + \frac{\omega^2 L^2}{R^2} \right) \left(1 + \frac{G^2}{\omega^2 C^2} \right)}}{\left(1 + \frac{G^2}{\omega^2 C^2} \right)} \quad (\text{A.15})$$

$$-\operatorname{Im} Z_C = \frac{\sqrt{\frac{R}{2\omega C}} \left[\sqrt{\frac{G}{\omega C} - \frac{\omega L}{R}} + \sqrt{\left(1 + \frac{\omega^2 L^2}{R^2} \right) \left(1 + \frac{G^2}{\omega^2 C^2} \right)} \right] - \frac{G}{\omega C} \sqrt{\frac{\omega L}{R} - \frac{G}{\omega C}} + \sqrt{\left(1 + \frac{\omega^2 L^2}{R^2} \right) \left(1 + \frac{G^2}{\omega^2 C^2} \right)}}{\left(1 + \frac{G^2}{\omega^2 C^2} \right)} \quad (\text{A.16})$$

Le temps de propagation de la phase (par unité de longueur) est:

$$\tau_P = \frac{\beta}{\omega} \quad (\text{A.17})$$

En introduisant β des équations (A.8) et (A.10), on obtient:

$$\tau_P = \sqrt{LC} \sqrt{\frac{1}{2} \left(1 - \frac{R}{\omega L} \frac{G}{\omega C} \right) + \frac{1}{2} \sqrt{\left(1 + \frac{R^2}{\omega^2 L^2} \right) \left(1 + \frac{G^2}{\omega^2 C^2} \right)}} \quad (\text{A.18})$$

ou

$$\tau_P = \sqrt{\frac{RC}{2\omega}} \sqrt{\left(\frac{\omega L}{R} - \frac{G}{\omega C} \right) + \sqrt{\left(1 + \frac{\omega^2 L^2}{R^2} \right) \left(1 + \frac{G^2}{\omega^2 C^2} \right)}} \quad (\text{A.19})$$

Le temps de propagation du groupe (par unité de longueur) est:

$$\tau_G = \frac{d\beta}{d\omega} \quad (\text{A.20})$$

$$\tau_G = \frac{\beta}{\omega} + \frac{1}{2} \left(\frac{L'}{L} + \frac{C'}{C} \right) \beta + \frac{\omega^2 LC}{4\beta} \left[\left(-\frac{G}{\omega C} + \frac{\frac{R}{\omega L} \left(1 + \frac{G^2}{\omega^2 C^2} \right)}{\sqrt{\left(1 + \frac{R^2}{\omega^2 L^2} \right) \left(1 + \frac{G^2}{\omega^2 C^2} \right)}} \right) \frac{d}{d\omega} \left(\frac{R}{\omega L} \right) + \left(-\frac{R}{\omega L} + \frac{\frac{G}{\omega C} \left(1 + \frac{R^2}{\omega^2 L^2} \right)}{\sqrt{\left(1 + \frac{R^2}{\omega^2 L^2} \right) \left(1 + \frac{G^2}{\omega^2 C^2} \right)}} \right) \frac{d}{d\omega} \left(\frac{G}{\omega C} \right) \right] \quad (\text{A.21})$$

où L' et C' sont les premières dérivées de L et C par rapport à ω . Les vitesses de phase et de groupe sont respectivement,

$$v_P = \frac{1}{\tau_P} \quad (\text{A.22})$$

$$v_G = \frac{1}{\tau_G} \quad (\text{A.23})$$

Les expressions ci-dessus sont précises et valables sur toute la gamme de fréquences. Si C et $G/(\omega C)$ peuvent être considérés comme des coefficients indépendants de la fréquence i , on obtient alors:

$$\tau_G = \frac{\beta}{\omega} + \frac{\beta}{2} \frac{L'}{L} + \frac{C}{4\beta} \left[-\frac{G}{\omega C} + \frac{\frac{R}{\omega L} \left(1 + \frac{G^2}{\omega^2 C^2} \right)}{\sqrt{\left(1 + \frac{R^2}{\omega^2 L^2} \right) \left(1 + \frac{G^2}{\omega^2 C^2} \right)}} \right] \left(-R + R' \omega - \frac{L' R}{L} \omega \right) \quad (\text{A.24})$$

Les expressions ci-dessus qui sont valables sur toute la gamme de fréquences peuvent être simplifiées en expressions approximatives qui sont valables uniquement à hautes ou basses fréquences.

The phase propagation time (per unit length) is:

$$\tau_P = \frac{\beta}{\omega} \quad (\text{A.17})$$

By introducing β from equations (A.8) and (A.10) we obtain:

$$\tau_P = \sqrt{LC} \sqrt{\frac{1}{2} \left(1 - \frac{R}{\omega L} \frac{G}{\omega C} \right) + \frac{1}{2} \sqrt{\left(1 + \frac{R^2}{\omega^2 L^2} \right) \left(1 + \frac{G^2}{\omega^2 C^2} \right)}} \quad (\text{A.18})$$

or

$$\tau_P = \sqrt{\frac{RC}{2\omega}} \sqrt{\left(\frac{\omega L}{R} - \frac{G}{\omega C} \right) + \sqrt{\left(1 + \frac{\omega^2 L^2}{R^2} \right) \left(1 + \frac{G^2}{\omega^2 C^2} \right)}} \quad (\text{A.19})$$

The group propagation time (per unit length) is:

$$\tau_G = \frac{d\beta}{d\omega} \quad (\text{A.20})$$

$$\tau_G = \frac{\beta}{\omega} + \frac{1}{2} \left(\frac{L'}{L} + \frac{C'}{C} \right) \beta + \frac{\omega^2 LC}{4\beta} \left[\left(-\frac{G}{\omega C} + \frac{\frac{R}{\omega L} \left(1 + \frac{G^2}{\omega^2 C^2} \right)}{\sqrt{\left(1 + \frac{R^2}{\omega^2 L^2} \right) \left(1 + \frac{G^2}{\omega^2 C^2} \right)}} \right) \frac{d \left(\frac{R}{\omega L} \right)}{d\omega} + \left(-\frac{R}{\omega L} + \frac{\frac{G}{\omega C} \left(1 + \frac{R^2}{\omega^2 L^2} \right)}{\sqrt{\left(1 + \frac{R^2}{\omega^2 L^2} \right) \left(1 + \frac{G^2}{\omega^2 C^2} \right)}} \right) \frac{d \left(\frac{G}{\omega C} \right)}{d\omega} \right] \quad (\text{A.21})$$

where L' and C' are the first derivatives of L and C in relation to ω . The phase and group velocities are, respectively,

$$v_P = \frac{1}{\tau_P} \quad (\text{A.22})$$

$$v_G = \frac{1}{\tau_G} \quad (\text{A.23})$$

The above expressions are accurate and valid within the whole frequency range. If C and $G/(\omega C)$ can be regarded as frequency independent coefficients then we obtain:

$$\tau_G = \frac{\beta}{\omega} + \frac{\beta}{2} \frac{L'}{L} + \frac{C}{4\beta} \left[-\frac{G}{\omega C} + \frac{\frac{R}{\omega L} \left(1 + \frac{G^2}{\omega^2 C^2} \right)}{\sqrt{\left(1 + \frac{R^2}{\omega^2 L^2} \right) \left(1 + \frac{G^2}{\omega^2 C^2} \right)}} \right] \left(-R + R' \omega - \frac{L' R}{L} \omega \right) \quad (\text{A.24})$$

The above expressions, which are valid within the entire frequency range, can be simplified into approximate expressions, which are valid at high or low frequencies only.

A.1.2 Représentation en haute fréquence des paramètres secondaires

Les représentations en haute fréquence des formules sont valables sur une large gamme de fréquences à partir de la fréquence vocale en raison de valeur négligeable pour le facteur de dissipation. $G/(\omega C) = \tan \delta < 0,03$ (<3 %) même pour les câbles isolés PVC jusqu'à 1,5 MHz et pour l'isolation polyéthylène (PE) est très petit à environ 0,0001 (0,01 %). Ceci résulte en des approximations qui en pratique sont valables pour toute la gamme de fréquences comme suit:

$$Re Z_C \approx \sqrt{\frac{L}{C}} \sqrt{\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \sqrt{1 + \frac{R^2}{\omega^2 L^2}}} \quad (A.25)$$

$$-Im Z_C \approx \frac{R}{2\omega C Re Z_C} - \frac{G}{\omega C} Re Z_C + \frac{G L}{2\omega C Re Z_C} \quad (A.26)$$

$$\alpha \approx \frac{R}{2 Re Z_C} + \frac{G \left(\sqrt{\frac{L}{C}} \right)^2}{2 Re Z_C} \quad (A.27)$$

$$\beta \approx \omega C Re Z_C \quad (A.28)$$

$$\tau_P \approx \sqrt{LC} \quad (A.29)$$

$$\tau_C \approx \frac{\beta}{\omega} + \frac{\beta L}{2} + \frac{G}{4\beta} \left(-\frac{G}{\omega C} + \frac{\frac{R}{\omega L}}{\sqrt{1 + \frac{R^2}{\omega^2 L^2}}} \right) \left(-R + R' \omega - \frac{L' R}{L} \omega \right) \quad (A.30)$$

Lorsque, également, $R/(\omega L) < 0,1$, ce qui est vrai pour les hautes fréquences ($f > 1$ MHz pour le fil de 0,5 mm), les formules qui ont une précision meilleure qu'environ 1 % peuvent être encore simplifiées comme ci-dessous.

$$Re Z_C \approx \omega \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (A.31)$$

$$-Im Z_C \approx \frac{R}{2\omega C Re Z_C} - \frac{G}{\omega C} Re Z_C \approx \sqrt{\frac{L}{C}} \left(\frac{R}{2\omega L} - \frac{G}{2\omega C} \right) \quad (A.32)$$

$$\alpha \approx \frac{R}{2 Re Z_C} + \frac{G}{2} Re Z_C \approx \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} + \frac{G}{2} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (A.33)$$

$$\beta \approx \omega C Re Z_C \approx \omega \sqrt{LC} \quad (A.34)$$

A.1.2 High frequency representation of secondary parameters

The high frequency representations of the formulas are useful over a broad range of frequencies extending from voice frequency on up because of the range of values for the dissipation factor. $G/(\omega C) = \tan \delta < 0,03$ ($< 3\%$) even for PVC insulated cables up to 1,5 MHz and for the polyethylene (PE) insulation is very small at about 0,000 1 (0,01 %). This results in approximations, which in practice are valid for the whole frequency range as follows:

$$Re Z_C \approx \sqrt{\frac{L}{C}} \sqrt{\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \sqrt{1 + \frac{R^2}{\omega^2 L^2}}} \quad (A.25)$$

$$-Im Z_C \approx \frac{R}{2\omega C Re Z_C} - \frac{G}{\omega C} Re Z_C + \frac{\frac{G}{2\omega C} \frac{L}{C}}{Re Z_C} \quad (A.26)$$

$$\alpha \approx \frac{R}{2 Re Z_C} + \frac{G \left(\sqrt{\frac{L}{C}} \right)^2}{2 Re Z_C} \quad (A.27)$$

$$\beta \approx \omega C Re Z_C \quad (A.28)$$

$$\tau_P \approx \sqrt{LC} \quad (A.29)$$

$$\tau_G \approx \frac{\beta}{\omega} + \frac{\beta}{2} \frac{L}{L} + \frac{C}{4\beta} \left(-\frac{G}{\omega C} + \frac{\frac{R}{\omega L}}{\sqrt{1 + \frac{R^2}{\omega^2 L^2}}} \right) \left(-R + R' \omega - \frac{L' R}{L} \omega \right) \quad (A.30)$$

when also $R/(\omega L) < 0,1$, which is true for high frequencies ($f > 1$ MHz for 0,5 mm wire), the formulae holding better than about 1 % accuracy can be further simplified as shown below.

$$Re Z_C \approx \omega \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (A.31)$$

$$-Im Z_C \approx \frac{R}{2\omega C Re Z_C} - \frac{G}{\omega C} Re Z_C \approx \sqrt{\frac{L}{C}} \left(\frac{R}{2\omega L} - \frac{G}{2\omega C} \right) \quad (A.32)$$

$$\alpha \approx \frac{R}{2 Re Z_C} + \frac{G}{2} Re Z_C \approx \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} + \frac{G}{2} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (A.33)$$

$$\beta \approx \omega C Re Z_C \approx \omega \sqrt{LC} \quad (A.34)$$

$$\tau_P \approx \sqrt{LC} \quad (\text{A.35})$$

$$\tau_G \approx \tau_P + \frac{\beta}{2} \frac{L'}{L} + \frac{C}{4\beta} \left(-\frac{G}{\omega C} + \frac{R}{\omega L} \right) \left(-R + R' \omega - \frac{L' R}{L} \omega \right) \quad (\text{A.36})$$

A.1.3 Variation selon la fréquence de l'impédance caractéristique et du coefficient de propagation

La résistance haute fréquence (résistance superficielle) d'un fil rond massif pour les fréquences où le rayon r du fil est supérieur à deux fois l'épaisseur de peau

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma}} \quad (\text{A.37})$$

peut être considérée comme étant constituée de deux parties où l'une est constante et l'autre variant en fonction de la racine carrée de la fréquence.

$$R = R_C + R_S = R_C + \rho \sqrt{\omega} = R_0 \left(\frac{1}{4} + \frac{r}{2\delta} \right) \quad (\text{A.38})$$

$$\rho = \frac{R_S}{\sqrt{\omega}} = \frac{R_0 r}{4} \sqrt{2\mu\sigma} \quad (\text{A.39})$$

où

R_0 est la résistance en courant continu d'un fil rond massif de rayon r (Ω/m);

R_C est la constante incluant l'effet de la fréquence qui est environ 1/4 de la résistance en courant continu (Ω/m);

R_S est la racine carrée de la composante dépendant de la fréquence (Ω/m);

σ est la conductivité spécifique du matériau du fil (S/m);

μ est la perméabilité du matériau du fil (H/m);

r est le rayon du fil (m);

δ est la profondeur de peau (à ne pas confondre avec le facteur de dissipation $\tan \delta$) (m).

Ceci est vrai pour un fil massif seul. Dans une paire, les effets de proximité et la présence d'autres paires et un écran éventuel contribuent à la fois à la résistance et à l'inductance. Ces effets peuvent augmenter R d'environ 15 % à 1 MHz et suivre aussi approximativement une loi en racine carrée de la fréquence. De même, la composante constante de résistance, tout en étant souvent négligée, est environ 15 % de la composante dépendant de la fréquence à 1 MHz pour une paire en cuivre de 0,5 mm de diamètre.

L'inductance totale consiste également en deux composants principaux tels que

$$L \approx L_E + L_I = L_E + \frac{R_S}{\omega} = L_E + \frac{\rho}{\sqrt{\omega}} \quad (\text{A.40})$$

où

L_E est l'inductance externe (espace libre) aussi appelée l'inductance de fréquence infinie (H/m);

L_I est l'inductance interne dont la réactance égale la résistance superficielle à des fréquences élevées (H/m).

$$\tau_P \approx \sqrt{LC} \quad (\text{A.35})$$

$$\tau_G \approx \tau_P + \frac{\beta}{2} \frac{L'}{L} + \frac{C}{4\beta} \left(-\frac{G}{\omega C} + \frac{R}{\omega L} \right) \left(-R + R' \omega - \frac{L' R}{L} \omega \right) \quad (\text{A.36})$$

A.1.3 Frequency dependence of the characteristic impedance and propagation coefficient

The high frequency resistance (surface resistance) of a solid round wire for frequencies where the wire radius r is greater than twice the skin depth:

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma}} \quad (\text{A.37})$$

can be regarded as consisting of two parts where one is constant and the other $f^{0.5}$ dependent.

$$R = R_C + R_S = R_C + \rho \sqrt{\omega} \approx R_0 \left(\frac{1}{4} + \frac{r}{2\delta} \right) \quad (\text{A.38})$$

$$\rho = \frac{R_S}{\sqrt{\omega}} = \frac{R_0 r}{4} \sqrt{2\mu\sigma} \quad (\text{A.39})$$

where

- R_0 is the d.c. resistance of a round solid wire with radius r (Ω/m);
- R_C is the constant with frequency component which is about 1/4 of the d.c. resistance (Ω/m);
- R_S is the square-root of frequency component of resistance (Ω/m);
- σ is the specific conductivity of the wire material (S/m);
- μ is the permeability of the wire material (H/m);
- r is the radius of the wire (m);
- δ is the skin depth (not to be confused with dissipation factor $\tan \delta$) (m).

The above is true for a solid wire alone. In a pair the proximity effects and the presence of other pairs and possible screen contribute both to the resistance and inductance. These effects can increase the R by about 15 % at 1 MHz and follow also approximately the square-root of frequency law. Also, the constant component of resistance while often neglected, is about 15 % of the frequency dependent component at 1 MHz for a 0,5 mm diameter copper pair.

The total inductance consists also of two main components such that

$$L \approx L_E + L_I = L_E + \frac{R_S}{\omega} = L_E + \frac{\rho}{\sqrt{\omega}} \quad (\text{A.40})$$

where

- L_E is the external (free space) inductance also called the infinite frequency inductance (H/m);
- L_I is the internal inductance whose reactance equals the surface resistance at high frequencies (H/m).

L'inductance d'espace libre externe est réduite par l'effet de proximité de la paire et les effets limitant l'espace libre de l'écran proche et/ou des autres paires. Ces composants inductifs sont négatifs et à peu près indépendants de la fréquence à hautes fréquences.

Utiliser les approximations ci-dessus avec les équations (A.31) à (A.36) résulte en les équations restantes de ce paragraphe:

$$\alpha \approx \frac{\left(R_C - \frac{\rho^2}{2 L_E} \right)}{2 Z_{\infty}} + \frac{\rho \sqrt{\omega}}{2 Z_{\infty}} + \frac{\rho \sqrt{\omega} \tan \delta}{4 Z_{\infty}} + \frac{\omega \sqrt{L_E C} \tan \delta}{2} \quad (\text{A.41})$$

dont la forme est:

$$\alpha \approx A + B \sqrt{\omega} + C \omega \quad (\text{A.42})$$

où A , B , et C sont des constantes.

Le premier terme de l'équation (A.42) montre qu'à la limite inférieure des hautes fréquences, l'affaiblissement augmente un peu plus lentement que la loi de la racine carrée. Le premier terme $\omega^{0.5}$ dans l'équation (A.41) qui est dominant dans la formule d'affaiblissement haute fréquence apparaît également dans le coefficient de phase, équation (A.43).

$$\beta \approx \omega \sqrt{LC} \approx \omega \sqrt{L_E C} \left(1 + \frac{R}{2 \omega L_E} \right) \approx \omega \sqrt{L_E C} + \frac{\rho \sqrt{\omega}}{2 Z_{\infty}} \quad (\text{A.43})$$

Z_{∞} (valeur asymptotique en haute fréquence) est donnée par:

$$Z_{\infty} = \sqrt{\frac{L_E}{C}} \quad (\text{A.44})$$

Les formules d'impédance en haute fréquence sont données par les équations (A.45) et (A.46):

$$Re Z_C \approx \sqrt{\frac{L}{C}} \approx Z_{\infty} \left(1 + \frac{R_S}{2 \omega L_E} \right) = Z_{\infty} + \frac{\rho}{2 \sqrt{L_E C} \sqrt{\omega}} \quad (\text{A.45})$$

$$\begin{aligned} -Im Z_C &\approx \sqrt{\frac{L}{C}} \left(\frac{R}{2 \omega L} - \frac{G}{2 \omega C} \right) \\ &\approx \frac{R_C + \rho \sqrt{\omega}}{2 \omega \sqrt{L_E C} \left(1 + \frac{\rho}{2 L_E \sqrt{\omega}} \right)} - \sqrt{\frac{L_E}{C}} \left(1 + \frac{\rho}{2 L_E \sqrt{\omega}} \right) \frac{\tan \delta}{2} \\ &\approx \frac{R_C}{2 \omega \sqrt{L_E C}} + \frac{\rho}{2 \sqrt{L_E C} \sqrt{\omega}} - \frac{Z_{\infty}}{2} \left(1 + \frac{L_l}{L_E} \right) \tan \delta \\ &\approx \frac{\rho}{2 \sqrt{L_E C} \sqrt{\omega}} - \frac{Z_{\infty}}{2} \tan \delta \end{aligned} \quad (\text{A.46})$$

The external free space inductance is reduced by the proximity effect of the pair and the free space limiting effects of the nearby shield and/or other pairs. These inductive components are negative and fairly frequency independent at high frequencies.

Using the above approximations with equations (A.31) through (A.36) results in the remaining equations of this subclause:

$$\alpha \approx \frac{\left(R_C - \frac{\rho^2}{2 L_E} \right)}{2 Z_{\infty}} + \frac{\rho \sqrt{\omega}}{2 Z_{\infty}} + \frac{\rho \sqrt{\omega} \tan \delta}{4 Z_{\infty}} + \frac{\omega \sqrt{L_E C} \tan \delta}{2} \quad (\text{A.41})$$

which is of the form:

$$\alpha \approx A + B \sqrt{\omega} + C \omega \quad (\text{A.42})$$

where A , B and C are constants.

The first term of equation (A.42) indicates that at the low end of the high frequency range the attenuation increases a little slower than the square-root-law. The first $\omega^{0.5}$ term in equation (A.41) which is dominant in the high frequency attenuation formula also appears in the phase coefficient, equation (A.43).

$$\beta \approx \omega \sqrt{L_E C} \approx \omega \sqrt{L_E C} \left(1 + \frac{\rho}{2 \omega L_E} \right) \approx \omega \sqrt{L_E C} + \frac{\rho \sqrt{\omega}}{2 Z_{\infty}} \quad (\text{A.43})$$

Z_{∞} (high frequency asymptotic value) is given by:

$$Z_{\infty} = \sqrt{\frac{L_E}{C}} \quad (\text{A.44})$$

The high frequency impedance formulas are given by equations (A.45) and (A.46):

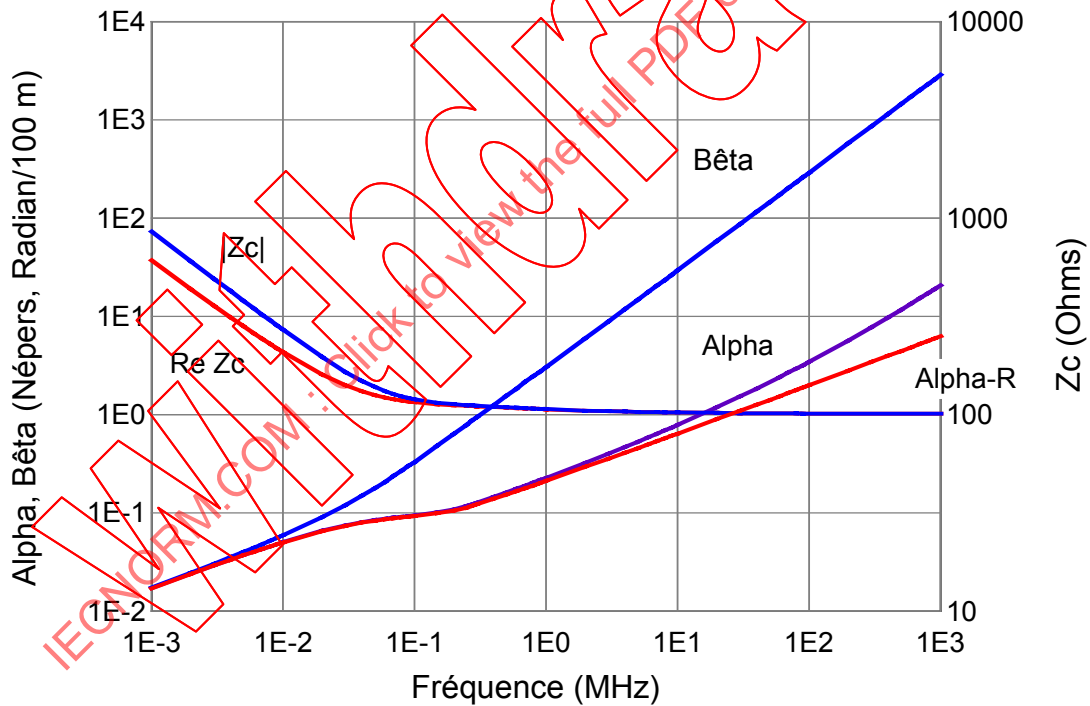
$$Re Z_C \approx \sqrt{\frac{L}{C}} \approx Z_{\infty} \left(1 + \frac{R_S}{2 \omega L_E} \right) = Z_{\infty} + \frac{\rho}{2 \sqrt{L_E C} \sqrt{\omega}} \quad (\text{A.45})$$

$$\begin{aligned} -Im Z_C &\approx \sqrt{\frac{L}{C}} \left(\frac{R}{2 \omega L} - \frac{G}{2 \omega C} \right) \\ &\approx \frac{R_C + \rho \sqrt{\omega}}{2 \omega \sqrt{L_E C} \left(1 + \frac{\rho}{2 L_E \sqrt{\omega}} \right)} - \sqrt{\frac{L_E}{C}} \left(1 + \frac{\rho}{2 L_E \sqrt{\omega}} \right) \frac{\tan \delta}{2} \\ &\approx \frac{R_C}{2 \omega \sqrt{L_E C}} + \frac{\rho}{2 \sqrt{L_E C} \sqrt{\omega}} - \frac{Z_{\infty}}{2} \left(1 + \frac{L_l}{L_E} \right) \tan \delta \\ &\approx \frac{\rho}{2 \sqrt{L_E C} \sqrt{\omega}} - \frac{Z_{\infty}}{2} \tan \delta \end{aligned} \quad (\text{A.46})$$

Les équations de temps de phase et de temps de groupe deviennent:

$$\tau_P \approx \sqrt{LC} = \sqrt{L_E C} \left(1 + \frac{R}{2\omega L_E} \right) \approx \sqrt{L_E C} + \frac{\rho}{2Z_\infty \sqrt{\omega}} \quad (\text{A.47})$$

$$\begin{aligned} \tau_G &\approx \tau_P + \frac{\beta}{2} \frac{L'}{L} + \frac{C}{4\beta} \left(-\frac{G}{\omega C} + \frac{R}{\omega L} \right) \left(-R + R' \omega - \frac{L' R}{L} \omega \right) \\ &\approx \left(1 - \frac{R}{4\omega L} \right) - \frac{R}{8\omega L} \left(\frac{R}{\omega L} - \frac{G}{\omega C} \right) \\ &\approx \tau_P \left(1 - \frac{R}{4\omega L} \right) \\ &\approx \sqrt{L_E C} \left(1 + \frac{R}{4\omega L_E} \right) \\ &\approx \sqrt{L_E C} + \frac{\rho}{4\sqrt{\omega} Z_\infty} \end{aligned} \quad (\text{A.48})$$



IEC 122/01

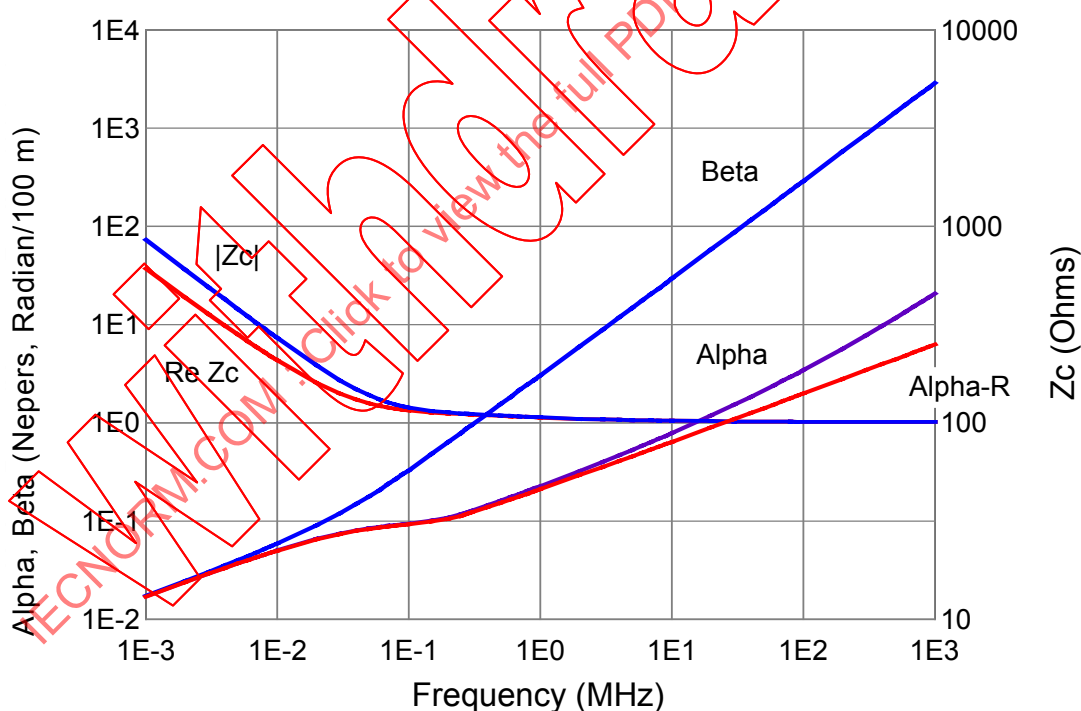
Figure A.1 – Paramètres secondaires de 1 kHz à 1 GHz

La figure A.1 présente les paramètres secondaires d'une paire symétrique sans écran avec des conducteurs de 0,5 mm en fonction de la fréquence. Aux fréquences vocales, les coefficients d'affaiblissement et de phase sont substantiellement égaux. A ces fréquences, la valeur absolue de l'impédance caractéristique et la partie réelle de l'impédance caractéristique diffèrent par la racine carrée de 2. Aux fréquences supérieures à 100 kHz, l'affaiblissement est bien inférieur au coefficient de phase sur l'échelle Nepers et Radians et l'impédance caractéristique est en grande partie réelle. L'affaiblissement total (Alpha) diffère de l'affaiblissement du conducteur (Alpha-R) par le composant d'affaiblissement diélectrique pour cet exemple, où le facteur de dissipation est présumé être de 0,01.

The phase and group delay equations become:

$$\tau_P \approx \sqrt{LC} = \sqrt{L_E C} \left(1 + \frac{R}{2\omega L_E} \right) \approx \sqrt{L_E C} + \frac{\rho}{2Z_\infty \sqrt{\omega}} \quad (\text{A.47})$$

$$\begin{aligned} \tau_G &\approx \tau_P + \frac{\beta}{2} \frac{L'}{L} + \frac{C}{4\beta} \left(-\frac{G}{\omega C} + \frac{R}{\omega L} \right) \left(-R + R' \omega - \frac{L' R}{L} \omega \right) \\ &\approx \left(1 - \frac{R}{4\omega L} \right) - \frac{R}{8\omega L} \left(\frac{R}{\omega L} - \frac{G}{\omega C} \right) \\ &\approx \tau_P \left(1 - \frac{R}{4\omega L} \right) \\ &\approx \sqrt{L_E C} \left(1 + \frac{R}{4\omega L_E} \right) \\ &\approx \sqrt{L_E C} + \frac{\rho}{4\sqrt{\omega} Z_\infty} \end{aligned} \quad (\text{A.48})$$



IEC 122/01

Figure A.1 – Secondary parameters extending from 1 kHz to 1 GHz

Figure A.1 shows the secondary parameters of a UTP pair with 0,5 mm conductors versus frequency. At voice frequencies, the attenuation and phase coefficients are substantially equal. At these frequencies, the absolute value of the characteristic impedance and the real part of the characteristic impedance differ by the square-root of 2. At frequencies above 100 kHz attenuation is much less than the phase coefficient on the Nepers and Radians scale and the characteristic impedance is mostly real. The total attenuation (Alpha) differs from the conductor attenuation (Alpha-R) by the dielectric component of attenuation for this example, where the dissipation factor is assumed to be 0,01.

A.2 Effets du coefficient de propagation dus à la variation structurelle périodique en relation avec les effets apparaissant dans l'affaiblissement de réflexion

L'impédance caractéristique d'un câble, Z_C , est définie comme le quotient d'une onde de tension et d'une onde de courant, se propageant dans la même direction, soit en avant soit en arrière. Pour les câbles homogènes sans irrégularités, l'impédance caractéristique peut être mesurée directement comme le quotient de la tension et du courant aux extrémités du câble.

$$Z_C = U_f / I_f = U_r / I_r \quad (\text{A.49})$$

Les autres caractéristiques importantes pour un système de câblage sont les impédances d'entrée et de sortie, l'affaiblissement de réflexion et l'affaiblissement de réflexion structurel du câble. Les caractéristiques comprennent la variation structurelle du câble. Elles sont mesurées par les paramètres S_{11} et S_{22} du câble comme décrit dans ce qui suit.

Des paramètres importants liés au câble qui pour leur part décrivent la qualité du câble comme un moyen de transmission, sont l'impédance caractéristique Z_C et l'affaiblissement de réflexion structurel SRL .

Des paramètres liés au système sont l'impédance d'entrée et l'affaiblissement de réflexion à l'entrée et à la sortie du câble qui sont liés aux paramètres S_{11} et S_{22} . La perte d'insertion est également un paramètre lié au système qui est noté par S_{21} .

Le coefficient de transmission (propagation):

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad (\text{A.50})$$

est uniquement liée au câble. Elle a déjà été discutée à l'article A.1.

A.2.1 Equation pour les échos de transmission provoqués par des inhomogénéités structurelles périodiques

Les signaux réfléchis sur la ligne ont normalement peu d'effet direct sur la transmission mais à travers une double réflexion, ils influencent les effets de la transmission, provoquant des effets d'échos à des fréquences extrêmes de résonances.

Avec des inhomogénéités périodiques le long de la ligne, le coefficient d'écho (q) peut être calculé à partir de la formule suivante lorsque le coefficient de réflexion structurel périodique ($PSRL$) mesuré est (p) à une fréquence résonnante.

$$|q|_{\max} = K |p|_{\max}^2 \quad (\text{A.51})$$

où

$$K = \frac{2\alpha l - 1 + e^{-2\alpha l}}{(1 - e^{-2\alpha l})^2} \quad (\text{A.52})$$

Lorsque $2\alpha l \gg 1$ (Np):

$$K \approx 2\alpha l - 1 \quad (\text{A.53})$$

où

α est le coefficient d'affaiblissement du câble (Np/m);

β est le coefficient de phase du câble (rad/m);

A.2 Propagation coefficient effects due to periodic structural variation related to the effects appearing in the structural return loss

The characteristic impedance Z_C of a cable is defined as the quotient of a voltage wave (U) and current wave (I) which are propagating in the same direction, forwards (f) or backwards (r). For homogeneous cables with no structural variations the characteristic impedance can be measured directly as the quotient of voltage and current at the cable ends.

$$Z_C = U_f / I_f = U_r / I_r \quad (\text{A.49})$$

The other characteristics which are important for a cabling system are the input and output impedances and the corresponding return losses and the structural return loss of the cable. These characteristics include structural variation in the cable. They are measured by the S_{11} and S_{22} parameters of the cable, as described in the following.

Important cable related parameters, which for their part describe the quality of the cable as a transmission medium, are the characteristic impedance Z_C and the structural return loss (SRL).

System related parameters are the input impedance and the return loss at the input and output of the cable, which are related to the scattering parameters S_{11} and S_{22} . The insertion loss is also a system related parameter which is denoted by S_{21} .

The transmission (propagation) coefficient:

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad (\text{A.50})$$

is only cable related. It has already been discussed in clause A.1.

A.2.1 Equation for the forward echoes caused by periodic structural inhomogeneities

The reflected signals down the line have normally little direct effect on the transmission but through double reflections they influence the forward transmission causing forward echoes at resonant spike frequencies.

With periodic inhomogeneities extending throughout the line, the forward echo coefficient (q) can be calculated from the following formula when the measured periodic structural return loss (PSRL) coefficient is (p) at a resonant frequency.

$$|q|_{\max} = K |p|_{\max}^2 \quad (\text{A.51})$$

where

$$K = \frac{2\alpha l - 1 + e^{-2\alpha l}}{(1 - e^{-2\alpha l})^2} \quad (\text{A.52})$$

When $2\alpha l \gg 1$ (Np):

$$K \approx 2\alpha l - 1 \quad (\text{A.53})$$

where

α is attenuation coefficient of the cable (Np/m);

β is phase coefficient of the cable (rad/m);

- l est la longueur du câble (m);
- q est le coefficient d'écho de transmission à l'extrémité éloignée du câble à une fréquence résonnante;
- p est le coefficient $10^{-PSRL/20} = \left| \frac{Z_{CM} - Z_C}{Z_{CM} + Z_C} \right|$ mesuré à partir de l'extrémité proche du câble à une fréquence résonnante;
- A_Q = $-20 \log |q|$, affaiblissement d'écho de transmission à une fréquence résonnante (dB);
- $PSRL$ = $-20 \log |p|$, l'affaiblissement de régularité à une fréquence résonnante (dB);
- K = $2\alpha l - 1$ quand $2\alpha l \gg 1$ (Np);
- A_Q = $2 \cdot PSRL - 20 \log (2\alpha l - 1)$ (dB) où $2 \alpha l$ est en Np.

Ceci n'a trait qu'au câble et à la longueur de câble.

L'écho de transmission provoqué par les réflexions entre l'impédance du générateur Z_G , l'impédance d'entrée Z_{IN} , l'impédance de charge Z_L et l'impédance de sortie Z_{OUT} du câble est également lié aux impédances d'extrémité.

Les affaiblissements de réflexion RL sont définis comme:

$$RL_{IN} = -20 \log \left| \frac{Z_{IN} - Z_G}{Z_{IN} + Z_G} \right| \quad (A.54)$$

$$RL_{OUT} = -20 \log \left| \frac{Z_{OUT} - Z_L}{Z_{OUT} + Z_L} \right| \quad (A.55)$$

où

Z_{IN} est l'impédance d'entrée du câble lorsqu'il est terminé par Z_L ;

Z_{OUT} est l'impédance de sortie du câble lorsque l'entrée du câble est terminée par Z_G .

L'affaiblissement d'écho A_E à partir de ces deux réflexions est:

$$A_E = 2\alpha l + RL_{IN} + RL_{OUT} \quad (dB) \quad (A.56)$$

L'affaiblissement d'écho total A_{TOT} de la section répétitrice ou régénératrice est:

$$A_{TOT} = -10 \log (10^{-A_Q/10} + 10^{-A_E/10}) \quad (A.57)$$

Si Z_G et Z_L sont prises comme impédances de référence dans la mesure des paramètres S , alors:

$$S_{11} = (Z_{IN} - Z_G) / (Z_{IN} + Z_G) \quad (A.58)$$

$$S_{22} = (Z_{OUT} - Z_L) / (Z_{OUT} + Z_L) \quad (A.59)$$

La perte composite (identique à la perte d'insertion A_I si $Z_G = Z_L$) est:

$$A_C = -20 \log |S_{21}| \quad (dB) \quad (A.60)$$

l is length of the cable (m);

q is forward echo coefficient at the far end of the cable at a resonant frequency;

p $10^{-PSRL/20} = \left| \frac{Z_{CM} - Z_C}{Z_{CM} + Z_C} \right|$ coefficient measured from the near end of the cable at a resonant frequency;

$A_Q = -20 \log |q|$, forward echo attenuation at a resonant frequency (dB);

$PSRL = -20 \log |p|$, structural return loss at a resonant frequency (dB);

$K = 2\alpha l - 1$ when $2\alpha l \gg 1$ (Np);

$A_Q = 2 \cdot PSRL - 20 \log(2\alpha l - 1)$ (dB) where $2\alpha l$ is in Np.

The above is only cable and cable length related.

Also termination impedances related is the forward echo caused by the reflections between the generator impedance Z_G , the input impedance Z_{IN} , the load impedance Z_L and the output impedance Z_{OUT} of the cable.

Return losses RL are defined as:

$$RL_{IN} = -20 \log \left| \frac{Z_{IN} - Z_G}{Z_{IN} + Z_G} \right| \quad (A.54)$$

$$RL_{OUT} = -20 \log \left| \frac{Z_{OUT} - Z_L}{Z_{OUT} + Z_L} \right| \quad (A.55)$$

where

Z_{IN} is the input impedance of the cable when it is terminated by Z_L ;

Z_{OUT} is the output impedance of the cable when the input of the cable is terminated by Z_G .

The echo attenuation A_E from these two reflections is:

$$A_E = 2\alpha l + RL_{IN} + RL_{OUT} \quad (\text{dB}) \quad (A.56)$$

The total echo attenuation A_{TOT} of the repeater or regenerator section is:

$$A_{TOT} = -10 \log(10^{-A_Q/10} + 10^{-A_E/10}) \quad (A.57)$$

If Z_G and Z_L are taken as reference impedances in the scattering parameters measurement then:

$$S_{11} = (Z_{IN} - Z_G) / (Z_{IN} + Z_G) \quad (A.58)$$

$$S_{22} = (Z_{OUT} - Z_L) / (Z_{OUT} + Z_L) \quad (A.59)$$

The composite loss (same as insertion loss A_I if $Z_G = Z_L$) is:

$$A_C = -20 \log |S_{21}| \quad (\text{dB}) \quad (A.60)$$

Observer que l'affaiblissement du câble

$$\alpha l \neq A_C \text{ ou } A_I \quad (\text{A.61})$$

Pour un câble homogène, la perte composite (affaiblissement) est:

$$A_C = \alpha l + 20 \log \left| \frac{Z_G + Z_C}{2\sqrt{Z_G Z_C}} \right| + 20 \log \left| \frac{Z_L + Z_C}{2\sqrt{Z_L Z_C}} \right| + 20 \log |1 - r_1 r_2 e^{-2(\alpha + j\beta)l}| \quad (\text{A.62})$$

$$\text{où} \quad r_1 = (Z_G - Z_C) / (Z_G + Z_C) \quad (\text{A.63})$$

$$r_2 = (Z_L - Z_C) / (Z_L + Z_C) \quad (\text{A.64})$$

Dans les équations (A.62) à (A.64), Z_C est l'impédance caractéristique d'une paire de câbles homogènes.

A.2.2 Définitions

1. L'impédance caractéristique Z_{CM} comme mesurée (avec effet structurel) est donnée par:

$$Z_{CM} = \sqrt{Z_{SC} Z_{OC}} \quad (\text{A.65})$$

2. L'impédance caractéristique moyenne Z_C est l'impédance caractéristique d'un câble homogène correspondant.
3. L'impédance caractéristique nominale Z_{CN} d'un câble est la valeur spécifiée Z_C à une fréquence donnée avec tolérance.
4. Z_N est l'impédance nominale (de référence) du lien et/ou des terminaux (le système) entre lesquels le câble fonctionne.
5. Z_R est l'impédance (nominale) de référence utilisée dans les mesures. Normalement, (pour les résultats d'affaiblissement de réflexion réels) $Z_R = Z_N$. Lorsque l'on utilise une mesure d'affaiblissement de réflexion pour une approximation de l'affaiblissement de régularité SRL , il est pratique de choisir Z_R pour donner le meilleur équilibre dans la gamme de fréquence donnée.
6. Z_T est une mesure d'impédance terminée réalisée avec l'extrémité opposée de la paire de câble terminée dans l'impédance de référence Z_R .
7. L'affaiblissement de réflexion RL est donné par:

$$RL = -20 \log \left| \frac{Z_T - Z_R}{Z_T + Z_R} \right| \quad (\text{A.66})$$

8. L'affaiblissement de réflexion structurel SRL est donné par:

$$SRL = -20 \log \left| \frac{Z_{CM} - Z_C}{Z_{CM} + Z_C} \right| \quad (\text{A.67})$$

9. L'impédance caractéristique nominale Z_{CN} d'un câble pourrait être spécifiée par
 - a) l'impédance caractéristique moyenne nominale Z_C avec des tolérances à une fréquence donnée, et par
 - b) les limites de l'affaiblissement de réflexion structurel SRL en dB dans une gamme de fréquences.

Observe that the cable attenuation:

$$\alpha l \neq A_C \text{ ou } A_l \quad (\text{A.61})$$

For a homogenous cable the composite loss (attenuation) is:

$$A_C = \alpha l + 20 \log \left| \frac{Z_G + Z_C}{2\sqrt{Z_G Z_C}} \right| + 20 \log \left| \frac{Z_L + Z_C}{2\sqrt{Z_L Z_C}} \right| + 20 \log |1 - r_1 r_2 e^{-2(\alpha + j\beta)l}| \quad (\text{A.62})$$

where

$$r_1 = (Z_G - Z_C) / (Z_G + Z_C) \quad (\text{A.63})$$

$$r_2 = (Z_L - Z_C) / (Z_L + Z_C) \quad (\text{A.64})$$

In equations (A.62) to (A.64), Z_C is the characteristic impedance of a homogenous cable pair.

A.2.2 Definitions

1. Characteristic impedance Z_{CM} as measured (with structure) is given by:

$$Z_{CM} = \sqrt{Z_{SC} Z_{OC}} \quad (\text{A.65})$$

2. Mean characteristic impedance Z_C is the characteristic impedance of a corresponding homogenous cable.
3. Nominal characteristic impedance Z_{CN} of a cable is the specified Z_C value at a given frequency with tolerance.
4. Z_N is the nominal (reference) impedance of the link and/or terminals (the system) between which the cable is operating.
5. Z_R is the (nominal) reference impedance that is used in measurement. Normally, (for actual return loss results) $Z_R = Z_N$. When using a return loss measurement to approximate *SRL* it is practical to choose Z_R to give the best balance in the given frequency range.
6. Z_T is a terminated impedance measurement made with the opposite end of the cable pair terminated in the reference impedance Z_R .
7. Return loss *RL* is given by:

$$RL = -20 \log \left| \frac{Z_T - Z_R}{Z_T + Z_R} \right| \quad (\text{A.66})$$

8. Structural return loss *SRL* is given by:

$$SRL = -20 \log \left| \frac{Z_{CM} - Z_C}{Z_{CM} + Z_C} \right| \quad (\text{A.67})$$

9. Nominal characteristic impedance Z_{CN} of a cable could be specified by
 - a) the nominal mean characteristic impedance Z_C with tolerances at a given frequency, and
 - b) the structural return loss *SRL* limits in dB in a frequency range.

On obtient à peu près le même résultat en mesurant l'affaiblissement de réflexion d'un câble d'au moins 100 m de long terminé par l'impédance nominale du système et mesuré par rapport à elle. Les limites *RL* spécifiées sont bien sûr un peu plus larges (quelques dB) que les limites *SRL*. De cette façon, on économise du temps et de l'argent, voir 3.3.6. Observer que dans la gamme MHz la plus basse, la résonance se produit, voir équations (A.62) de ce paragraphe et (A.78) de l'article A.5.

A.3 Détermination de la régression par la méthode des moindres carrés de l'amplitude d'impédance et d'angle

La régression est brièvement mentionnée en 3.3.6.2. Ici sont fournies des précisions supplémentaires concernant les calculs nécessaires.

A.3.1 Régression du module d'impédance

Tandis que la régression peut être appliquée aux composants réels et imaginaires de Z_C , la situation usuelle est que l'intérêt pour le module est plus grand que l'intérêt pour les deux composants séparés ou l'angle. Le module d'impédance suit de près le composant réel à hautes fréquences là où le composant imaginaire est petit.

La régression du module d'impédance ou de la partie réelle résulte en des valeurs plutôt élevées (typiquement 0,5 Ω ou moins) car les déviations positives et négatives ne sont pas symétriques sur l'échelle d'impédance. La régression peut être effectuée sur les valeurs de paramètre *S* qui sont une échelle de réponse linéaire, si des résultats plus rigoureux (à la fois impédance et *SRL*) sont désirés.

Le module d'impédance caractéristique lissé est calculé avec une courbe des moindres carrés adaptée à Z_C , fondée sur l'équation suivante:

$$|Z_C| = K_0 + \frac{K_1}{f^{1/2}} + \frac{K_2}{f} + \frac{K_3}{f^{3/2}} \quad (\text{A.68})$$

où

$|Z_C|$ est le module lissé de l'impédance caractéristique (Ω);

$|Z_{CM}|$ est le module mesuré de l'impédance caractéristique (Ω);

f est la fréquence (Hz), et

K_0, K_1, K_2, K_3 sont les coefficients d'adaptation des moindres carrés comme indiqué dans l'équation (A.68).

Calculer les coefficients d'adaptation à l'aide de l'équation (A.69) où toutes les additions sont effectuées sur «*N data points*».

$$\begin{bmatrix} \sum_{i=1}^N |Z_{CM}| \\ \sum_{i=1}^N \frac{|Z_{CM}|}{\sqrt{f_i}} \\ \sum_{i=1}^N \frac{|Z_{CM}|}{f_i} \\ \sum_{i=1}^N \frac{|Z_{CM}|}{f_i^{3/2}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} N & \sum_{i=1}^N \frac{1}{\sqrt{f_i}} & \sum_{i=1}^N \frac{1}{f_i} & \sum_{i=1}^N \frac{1}{f_i^{3/2}} \\ \sum_{i=1}^N \frac{1}{\sqrt{f_i}} & \sum_{i=1}^N \frac{1}{f_i} & \sum_{i=1}^N \frac{1}{f_i^{3/2}} & \sum_{i=1}^N \frac{1}{f_i^2} \\ \sum_{i=1}^N \frac{1}{f_i} & \sum_{i=1}^N \frac{1}{f_i^{3/2}} & \sum_{i=1}^N \frac{1}{f_i^2} & \sum_{i=1}^N \frac{1}{f_i^{5/2}} \\ \sum_{i=1}^N \frac{1}{f_i^{3/2}} & \sum_{i=1}^N \frac{1}{f_i^2} & \sum_{i=1}^N \frac{1}{f_i^{5/2}} & \sum_{i=1}^N \frac{1}{f_i^3} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} K_0 \\ K_1 \\ K_2 \\ K_3 \end{bmatrix} \quad (\text{A.69})$$

About the same result is achieved by measuring the return loss of a cable at least 100 m long terminated with the nominal impedance of the system and measured against it. The specified *RL* limits are of course a little wider (a few dB) than the *SRL* limits. In this way time and money is saved, see point 3.3.6 of the main standard. Observe that in the lower MHz range resonance's occurs, see equations (A.62) of this subclause and (A.78) in clause A.5.

A.3 Determination of the least squares function fit of impedance magnitude and angle

Function fitting is briefly mentioned in 3.3.6.2. Here further details concerning the necessary computations are provided.

A.3.1 Function fitting the impedance magnitude

While function fitting can be applied to the real and imaginary components of Z_C , the usual situation is that interest in the magnitude is greater than interest in the two separate components or the angle. The impedance magnitude tracks the real component closely at high frequencies where the imaginary component is small.

Function fitting of the impedance magnitude or real part results in fairly high values (typically 0,5 Ω or less) because of the positive and negative deviations not being symmetric on the impedance scale. Function fitting can be carried out on the *S*-parameter values, which is a linear response scale, if more rigorous results (both impedance and *SRL*) are desired.

The fitted characteristic impedance magnitude is calculated with a least squares curve fit to Z_C , based on the following equation:

$$|Z_C| = K_0 + \frac{K_1}{f^{1/2}} + \frac{K_2}{f} + \frac{K_3}{f^{3/2}} \quad (\text{A.68})$$

where

$|Z_C|$ is the fitted magnitude of the characteristic impedance (Ω);

$|Z_{CM}|$ is the measured magnitude of the characteristic impedance (Ω);

f is the frequency (Hz), and

K_0, K_1, K_2, K_3 are the least squares fit coefficients as indicated in equation (A.68).

Calculate the fit coefficients using equation (A.69) where all summations are performed over N data points.

$$\begin{bmatrix} \sum_{i=1}^N |Z_{CM}| \\ \sum_{i=1}^N \frac{|Z_{CM}|}{\sqrt{f_i}} \\ \sum_{i=1}^N \frac{|Z_{CM}|}{f_i} \\ \sum_{i=1}^N \frac{|Z_{CM}|}{f_i^{3/2}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} N & \sum_{i=1}^N \frac{1}{\sqrt{f_i}} & \sum_{i=1}^N \frac{1}{f_i} & \sum_{i=1}^N \frac{1}{f_i^{3/2}} \\ \sum_{i=1}^N \frac{1}{\sqrt{f_i}} & \sum_{i=1}^N \frac{1}{f_i} & \sum_{i=1}^N \frac{1}{f_i^{3/2}} & \sum_{i=1}^N \frac{1}{f_i^2} \\ \sum_{i=1}^N \frac{1}{f_i} & \sum_{i=1}^N \frac{1}{f_i^{3/2}} & \sum_{i=1}^N \frac{1}{f_i^2} & \sum_{i=1}^N \frac{1}{f_i^{5/2}} \\ \sum_{i=1}^N \frac{1}{f_i^{3/2}} & \sum_{i=1}^N \frac{1}{f_i^2} & \sum_{i=1}^N \frac{1}{f_i^{5/2}} & \sum_{i=1}^N \frac{1}{f_i^3} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} K_0 \\ K_1 \\ K_2 \\ K_3 \end{bmatrix} \quad (\text{A.69})$$

A.3.1.1 Obtention des données espacées log – Choisir d'acquérir des points de données également espacés sur une base de fréquence log quand cela est possible. Cette approche fournit une meilleure accentuation du poids pour la mesure des données de plusieurs décades. La plupart des analyseurs de réseau offrent ce type de balayage. Convertir les données étant adaptées à l'espacement log par interpolation lorsque les distances sont égales sur une échelle de fréquence linéaire, ou utiliser un poids de $1/f$ (ceci signifie charger un point de données de 10 MHz de 0,1 lorsqu'un point de données de 1 MHz est chargé de 1) en effectuant les additions pour simuler les points de données d'un espacement de fréquence log. Le système du 4e ordre des équations et inconnues est résolu par l'ordinateur, en utilisant des déterminants ou des techniques d'inversion de matrice.

A.3.1.2 Quatre critères conduisant à l'utilisation de termes moins nombreux – comme deux ou trois, lorsque les données ne couvrent qu'une ou deux décades de fréquence. Ceci est effectué en mettant de côté une ou plusieurs des rangées les plus basses de l'équation (A.69) et le même nombre de colonnes les plus à droite de la matrice carrée. Tandis qu'un terme quatre est indiqué par les équations (A.68) et (A.69), dans certains cas, des termes moins nombreux peuvent suffire. L'article A.1 indique que d'accompagner la variation d'inductance d'une paire de câble avec la fréquence demande les deux premiers termes de l'équation (A.68). Ceci est particulièrement vrai lorsque la gamme basse fréquence des données étant adaptées s'étend au-dessous d'environ 3 MHz. Si la capacitance change avec la fréquence comme elle le fait quand un matériau diélectrique poaire est présent, plus de termes sont généralement justifiés.

Quatre critères indiquant l'utilisation de termes moins nombreux – Contrôler ou faire déterminer par le programme de l'ordinateur si la régression obtenue en résolvant l'équation (A.69) répond à l'ensemble des quatre critères suivants:

- (1) La régression, sauf lorsqu'il s'agit uniquement d'une constante, a une inclinaison négative pour les fréquences au-dessous de 3 MHz.
- (2) La valeur lissée de 10 MHz est dans la gamme d'impédance de +5 à -2 de l'asymptote haute fréquence (valeur constante lissée),
- (3) La zone sous la régression fournie par les termes dépendant de la fréquence sur une base de fréquence log, à l'exclusion de la zone constante, est positive (le composant de constante n'est pas supérieur aux données), et
- (4) La somme des zones négatives (celles dues à des coefficients négatifs) est inférieure à la zone totale en raison des termes dépendant de la fréquence.

Si les quatre critères ne sont pas remplis, le nombre de termes dans la fonction (équation (A.68)) doit être réduit d'un en omettant le terme dans l'ordre le plus élevé. Autrement, des données couvrant une gamme de fréquences plus large et résultant généralement en un meilleur lissage doivent être obtenues et adaptées. Le lissage pour l'amplitude d'impédance devrait avoir un comportement descendant «monotonic» avec une fréquence croissante et approcher une asymptote haute fréquence dans une mesure raisonnable.

Evaluer et rapporter les résultats lissés – Calculer les valeurs pour le module de l'impédance caractéristique, selon des coefficients obtenus du lissage aux fréquences désirées et rapporter les résultats et/ou disposer sous forme de tableau les résultats lissés aux fréquences de spécification comme souhaité.

A.3.2 Lissage de la phase de l'impédance caractéristique – Ceci est utile lorsque l'impédance caractéristique doit être spécifiée comme une quantité complexe. Lisser la phase de l'impédance caractéristique en utilisant une équation contenant les mêmes puissances de fréquence que celles utilisées pour le module de l'impédance caractéristique.

$$\angle Z_C = L_0 + \frac{L_1}{f^{1/2}} + \frac{L_2}{f} + \frac{L_3}{f^{3/2}} \quad (\text{A.70})$$

A.3.1.1 Obtaining Log Spaced Data – Choose to acquire equally spaced data points on a log frequency basis when possible. This approach provides better weighting emphasis for data spanning several decades. Most network analysers offer this type of sweep. Convert the data being fitted to log spacing by interpolation, when it is equally spaced on a linear frequency scale. Alternatively use $1/f$ weighting (this means weighting a 10 MHz data point by 0,1 when a 1 MHz data point is weighted by 1) in performing the summations to simulate log frequency spaced data points. The 4th order system of equations and unknowns is solved by the computer, by using determinants or matrix inversion techniques.

A.3.1.2 Four Criteria Leading to the Use of Fewer Terms – such as two or three, when the data spans only one or two decades of frequency. This is accomplished by discarding one or more lower rows of equation (A.69) and the same number of rightmost columns of the square matrix. While a four term fit is indicated by equations (A.68) and (A.69). In some cases fewer terms may suffice. Clause A.1 indicates that just accompanying the inductance variation of a cable pair with frequency, calls for the first two terms of equation (A.68). This is particularly true when the low frequency range of the data being fitted extends below about 3 MHz. If the capacitance is changing with frequency as it does when polar dielectric material is present, more terms are generally justified.

Four Criteria Indicating Use of Fewer Terms – Check or have the computer program determine if the fitted function obtained by solving equation (A.69) meets the following set of four criteria:

- (1) The fitted function, except when it is only a constant, has negative slope for frequencies below 3 MHz,
- (2) The 10 MHz fitted value is within the impedance range of +5 to –2 of the high frequency asymptote (fitted constant value),
- (3) The area under the fitted function supplied by the frequency dependent terms on a log frequency basis, exclusive of the constant area, is positive (constant component is not above the data), and
- (4) The sum of the negative areas (those due to negative coefficients) is less than the total area due to the frequency dependent terms.

If all four criteria are not met, the number of terms in the function (equation (A.68)) shall be reduced by one by omitting the highest order term. Otherwise, data spanning a wider range of frequencies and generally resulting in a better fit must be obtained and fitted. The fit for impedance magnitude shall have a monotonic downward behavior with increasing frequency and approach a high frequency asymptote to a reasonable extent.

Compute and plot fitted results – Compute values for the magnitude of the characteristic impedance, according to coefficients obtained from the fit at the desired frequencies and plot the results and/or tabulate the fitted results at specification frequencies as desired.

A.3.2 Fitting the Angle of the Characteristic Impedance – This is useful when the characteristic impedance needs to be specified as a complex quantity. Fit the angle of the characteristic impedance using an equation containing the same powers of frequency as those being used for the magnitude of the characteristic impedance.

$$\angle Z_C = L_0 + \frac{L_1}{f^{1/2}} + \frac{L_2}{f} + \frac{L_3}{f^{3/2}} \quad (\text{A.70})$$

où

$\angle Z_C$ est l'angle de l'impédance caractéristique en radians;

f est la fréquence (Hz);

L_0, L_1, L_2, L_3 sont les coefficients de lissage des moindres carrés pour l'angle de l'impédance caractéristique.

Les coefficients pour l'angle de l'impédance caractéristique peuvent être calculés en utilisant la même procédure d'équation que celle utilisée pour l'amplitude de l'impédance caractéristique. Relever les résultats comme souhaité.

NOTE Cette procédure n'est nécessaire que si l'angle de l'impédance caractéristique présente un intérêt ou si l'affaiblissement de réflexion structurel (*SRL*) est calculé à des fréquences assez faibles pour résulter en un angle significatif (degrés).

A.4 Détermination de l'impédance caractéristique moyenne en utilisant le coefficient de propagation et la capacité

L'impédance caractéristique moyenne (ligne homogène) à toutes les fréquences peut être obtenue à partir du rapport du coefficient de propagation à l'admittance en circuit dérivé. A des fréquences élevées, la partie réelle de Z_C peut être obtenue en divisant le temps par la capacité. Cette méthode est commode pour les matériaux diélectriques qui ne changent pas avec la fréquence (non polaires) permettant d'obtenir facilement une valeur de capacité basse fréquence pour représenter la gamme haute fréquence mais est plus difficile à appliquer lorsque la capacité change avec la fréquence comme cela se passe pour les matériaux diélectriques polaires. Cela conduit à des valeurs d'impédance caractéristique exemptes d'effets structurels. La justification de cette méthode est fournie dans l'article A.1.

A.4.1 Equations applicables pour toutes les fréquences et pour les hautes fréquences

Z_C est défini comme l'exposant linéique de propagation divisé par l'admittance en circuit dérivé comme indiqué dans le second terme de l'équation (A.71). Cette relation tient à toutes fréquences. L'impédance caractéristique est facilement séparée en parties réelles et imaginaires lorsque $G \ll \omega C$.

$$Z_C = \frac{\alpha + j\beta}{G + j\omega C} \approx \frac{\beta}{\omega C} - \frac{j\alpha}{\omega C} \quad (\text{A.71})$$

Aux fréquences élevées, où la partie imaginaire de l'impédance est petite, et la partie réelle et l'amplitude sont substantiellement les mêmes, l'équation (A.71) peut s'écrire

$$Z_C = \frac{\beta}{\omega C} = \frac{\tau_p}{C} \quad (\text{A.72})$$

$$-Im Z_C \approx \frac{\alpha}{\omega C} \approx Re Z_C - Z_\infty = \frac{\beta}{\omega C} - Z_\infty \quad (\text{A.73})$$

$$Z_\infty = \sqrt{\frac{L_E}{C}} \quad (\text{A.74})$$

où

Z_C est l'impédance caractéristique (Ω);

α est l'affaiblissement linéique (Np/m);

β est le déphasage linéique (rad/m);

where

$\angle Z_C$ is the angle of the characteristic impedance in radians;

f is the frequency (Hz);

L_0, L_1, L_2, L_3 are the least squares fit coefficients for angle of the characteristic impedance.

The coefficients for the impedance angle can be calculated by using the same matrix equation solution procedure as that used for the magnitude of the characteristic impedance. Plot the results as desired.

NOTE This procedure is necessary only if the angle of the characteristic impedance is of interest or if structural return loss (SRL) is being calculated at frequencies low enough to result in a significant angle (degrees).

A.4 Determination of the mean characteristic impedance using the propagation coefficient and the capacitance

The mean characteristic impedance (homogeneous line) at any frequency can be obtained from the ratio of propagation coefficient to shunt admittance. At high frequencies the real part of Z_C can be obtained by dividing delay by capacitance. This method is expedient for dielectric materials which do not change with frequency (non-polar) permitting a readily obtained low frequency value of capacitance to represent the high frequency range but is more difficult to apply when the capacitance changes with frequency as it does for polar dielectric materials. It results in characteristic impedance values free of structural effects. Justification for this method is supplied in clause A.1.

A.4.1 Applicable equations for all frequencies case and for high frequencies

Z_C is defined as the propagation coefficient divided by the shunt admittance as indicated in the second term of equation (A.71). This relationship holds at any frequency. Characteristic impedance is readily separated into the real and imaginary components when $G \ll \omega C$.

$$Z_C = \frac{\alpha + j\beta}{G + j\omega C} \approx \frac{\beta}{\omega C} - \frac{j\alpha}{\omega C} \quad (\text{A.71})$$

At high frequencies, where the imaginary component of impedance is small, and the real component and magnitude are substantially the same, equation (A.71) can be written as:

$$Z_C = \frac{\beta}{\omega C} = \frac{\tau_p}{C} \quad (\text{A.72})$$

$$-Im Z_C \approx \frac{\alpha}{\omega C} \approx Re Z_C - Z_\infty = \frac{\beta}{\omega C} - Z_\infty \quad (\text{A.73})$$

$$Z_\infty = \sqrt{\frac{L_E}{C}} \quad (\text{A.74})$$

where

Z_C is the characteristic impedance (Ω);

α is the attenuation coefficient (Np/m);

β is the phase coefficient (rad/m);

ω est la pulsation ($2\pi f$) (rad/s);

L_E est l'inductance externe (H/m);

C est la capacité (F/m);

τ_p est le temps de propagation (s/m).

A.4.2 Procédure pour la mesure du coefficient de propagation – La procédure pour la mesure de l'exposant linéique de propagation, dans la situation où l'impédance caractéristique complexe est souhaitée, est similaire à celle soulignée pour la mesure de l'affaiblissement en 3.3.2.

A.4.2.1 Déphasage linéique – Le déphasage linéique d'une paire de conducteurs est une mesure du déphasage subi par le signal sinusoïdal lorsqu'il se propage sur une longueur de paire et est affecté par les matériaux et la géométrie des conducteurs isolés.

Le déphasage linéique, β , se rapporte aux mesures comme:

$$\beta = \angle(V_{1F}) - \angle(V_{1N}) + 2\pi k \quad (\text{A.75})$$

où

β est le déphasage total (rad/m);

$\angle(V_{1N})$ est l'angle à l'entrée par rapport à un angle de référence;

$\angle(V_{1F})$ est l'angle à la sortie par rapport au même angle de référence;

k est le multiple de 2π radians.

Le déphasage linéique peut être obtenu comme le résultat de la même méthode de mesure que celle utilisée pour obtenir l'affaiblissement (voir 3.3.2) en utilisant un analyseur de réseau (qui mesure des quantités vectorielles). Pour les paires équilibrées, les ports de transmission et de réception de l'instrument de mesure doivent fournir une tension équilibrée par rapport à la terre et des courants équilibrés (communément obtenus avec un transformateur). Les paires en essai doivent être terminées sur leur impédance nominale $\pm 1\%$.

A.4.2.2 Détermination du multiple k – Le multiple k peut être déterminé soit en examinant l'affichage r de l'analyseur soit numériquement à l'aide d'un ordinateur.

A.4.2.2.1 Détermination de k par examen – Pour déterminer le multiplicateur k , examiner l'affichage de l'analyseur et interpréter les données acquises sur la plage de fréquences comme approprié. Le phasemètre ou l'analyseur de réseau ne rapporte que la différence entre le premier et le second terme présentés dans le membre de droite de l'équation 75. La figure A.2 présente la phase totale et la représentation en dent de scie obtenue à partir d'un analyseur de réseau. Lorsqu'on utilise un analyseur de réseau, un tracé du cycle du déphasage linéique sur la plage de 2π radians (360°) est généralement présenté sur un affichage CRT, facilitant la détermination de k . Une technique fréquemment utilisée dans le mode interactif est de commencer à une basse fréquence où $k = 0$, en comptant le nombre de 2π au passage par 0π , pour obtenir la valeur pour k .

ω is the radian frequency ($2\pi f$);
 L_E is the external inductance in (H/m);
 C is the capacitance in (F/m);
 τ_p is the delay time (s/m).

A.4.2 Procedure for the Measurement of the Propagation Coefficient – The propagation coefficient measurement procedure, in the situation where the complex characteristic impedance is desired, is similar to that outlined for attenuation measurement in 3.3.2.

A.4.2.1 Phase Coefficient – The phase coefficient of a pair of conductors is a measure of the phase shift incurred by the sinusoidal signal as it propagates over a length of pair and is affected by the materials and geometry of the insulated conductors.

The phase coefficient, β , relates to the measurements as:

$$\beta = \angle(V_{1F}) - \angle(V_{1N}) + 2\pi k \quad (\text{A.75})$$

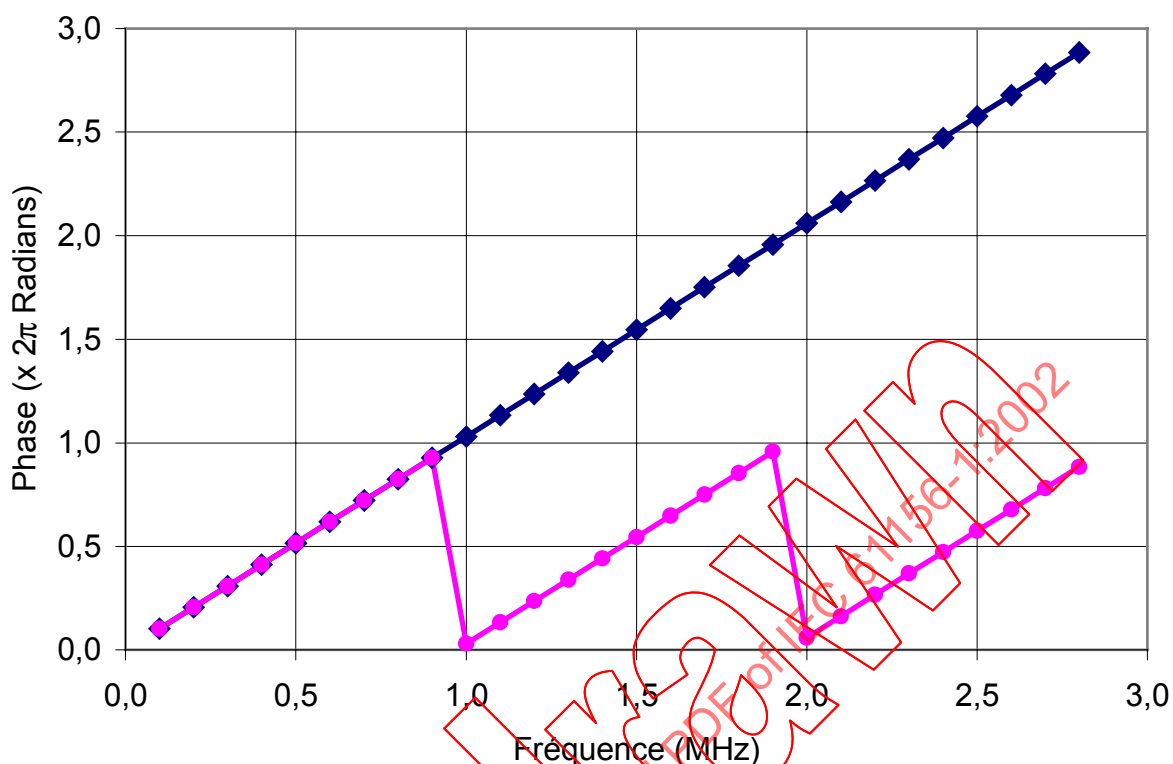
where

β is the total phase coefficient (rad/m);
 $A(V_{1N})$ is the input angle relative to a reference angle;
 $A(V_{1F})$ is the output angle relative to the same reference angle;
 k is a multiple of 2π radians.

The phase coefficient can be obtained as a result of the same measurement procedure used to obtain the attenuation (see 3.3.2) by using a network analyser (which measures vector quantities). For balanced pairs, the transmit and receive ports of the measurement instrument shall afford balanced voltage with respect to ground and balanced currents (commonly accomplished with a transformer). Pairs under test shall be terminated in their nominal impedance $\pm 1\%$.

A.4.2.2 Determining Multiplier k – The multiplier k may be determined either by examining the analyser display or numerically with the aid of a computer.

A.4.2.2.1 Determining k by examination – To determine the multiplier k examine the analyser display and interpret the acquired data over the range of frequencies as appropriate. The phase meter or network analyser normally yields only the difference between the first and second terms shown on the right hand side of equation (75). Figure A.2 shows the total phase and the sawtooth representation obtained from a network analyser. When a network analyser is used, a trace of the phase coefficient cycling through the 2π radians (360°) range is generally displayed on a CRT display, facilitating the determination of k . A frequently used technique in the interactive mode is to start at a low frequency where $k = 0$, by counting the number of 2π to 0π traversals to obtain the value for k .



IEC 3257/02

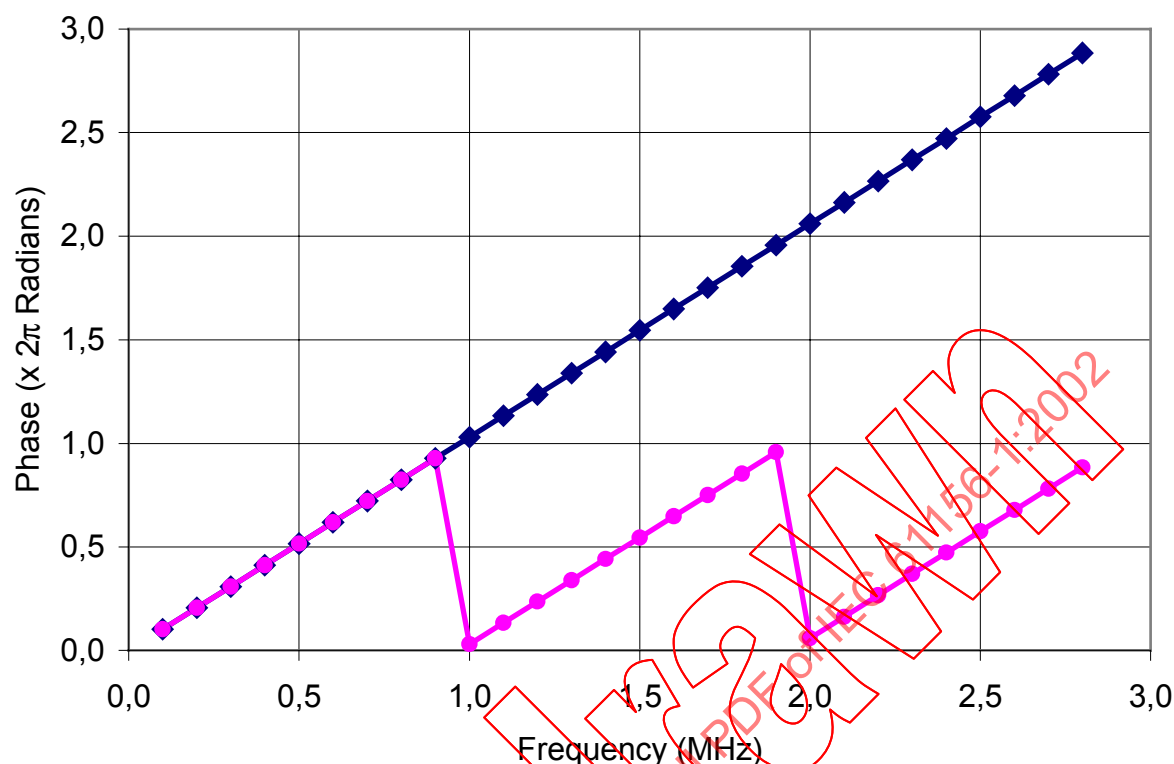
Figure A.2 – Détermination des multiples de 2π radians pour ajouter à la mesure de phase

A.4.2.2.2 *Obtention de k numériquement* – Déterminer k numériquement par acquisition des informations de phase obtenues numériquement avec l'analyseur de réseau en utilisant une interface avec un ordinateur digital comme cela a été fait avec les points tracés dans la figure A.2. Suivre l'acquisition de données à l'aide d'un programme qui commence par établir une pente de départ à partir de plusieurs points dans la région de fréquence où $k = 0$ (multiple de 2π radian). Poursuivre le programme en examinant chaque point restant successivement. Si le point n'est pas dans les 2π radians de la ligne de phase continue établie, augmenter k jusqu'à ce qu'il le soit. Cette approche fonctionne même quand les valeurs intermédiaires de k sont dépassées, une fois que la pente correcte de départ est établie.

A.4.2.3 *Obtention de la phase totale à partir de la fonction de longueur* – Pour obtenir la phase totale, utiliser la procédure appelée la fonction «longueur» qui existe dans de nombreux analyseurs de réseau. Cette procédure interne soustrait la longueur spécifiée, qui peut être exprimée en secondes de retard (en réalité une fréquence de temps constante), du temps total établi intérieurement et l'affiche. Le tracé de phase est gardé de façon convenable dans la gamme de 0 à 2π (ou alternativement $-\pi$ à $+\pi$) sur toute la plage de fréquences en fournissant la valeur de longueur appropriée à l'analyseur.

A.4.3 Temps de propagation de phase

Le temps de propagation de phase est une mesure du temps total dont un simple signal sinusoïdal est retardé en se propageant le long d'une paire de câbles ou d'un câble. Comme pour le déphasage linéique, il est affecté par les matériaux et la géométrie des conducteurs isolés.



IEC 3257/02

Figure A.2 – Determining the multiple of 2π radians to add to the phase measurement

A.4.2.2.2 Obtaining k Numerically – Determine k numerically by acquiring the phase information obtained with the network analyser digitally using an interface with a digital computer as was done with the points plotted in Figure A.2. Follow the data acquisition with a program procedure which starts by establishing a starting slope from several points in the $k = 0$ (multiple of 2π radian) frequency region. Let the program continue by examining each remaining point in succession. If the point is not within 2π radians of the continuous phase line being established, increment k until it is. This approach works even when intermediate values of k are passed over, once the correct starting slope is established.

A.4.2.3 Obtaining Total Phase from the Length Function – To obtain the total phase, use the procedure called the "length" function, which is built into many network analysers. This internal procedure subtracts the specified length, which can be expressed as seconds of delay (actually a constant time frequency), from the internally established total delay and displays it. The phase trace is conveniently kept within the 0 to 2π (or alternately $-\pi$ to $+\pi$) range over the whole frequency range by supplying the appropriate length value to the analyser.

A.4.3 Phase delay

Phase delay is a measure of the amount of time a simple sinusoidal signal is delayed when propagating through the length of a pair or cable. As with the phase coefficient, it is affected by the materials and geometry of the insulated conductors.

Le temps de propagation de phase est déterminé à partir du déphasage linéique mesuré en A.4.2.1 suivant:

$$\tau = \frac{\beta}{\omega} \quad (\text{A.76})$$

où

τ est le temps de propagation de phase du câble (s/m);

β est le déphasage linéique de A.4.2.1 (rad/m);

ω est la pulsation (rad/s).

A.4.4 Vitesse de phase

La vitesse de phase (inverse du temps de propagation de phase) est une mesure de la vitesse à laquelle un signal sinusoïdal se propage le long d'un câble et est normalement relevé en unités de distance par seconde comme m/s.

La vitesse de phase est déterminée à partir du déphasage linéique mesuré en A.4.2.1 suivant:

$$v = \frac{\omega}{\beta} \quad (\text{A.77})$$

où

v est la vitesse de phase du câble (m/s);

β est le déphasage linéique de A.4.2.1 (rad/m);

ω est la pulsation (rad/s).

NOTE La vitesse de phase est parfois relevée comme le rapport de la vitesse de phase à la vitesse de la lumière dans le vide (c). Elle est donc rapportée comme, par exemple, 0,71c, signifiant 0,71 × vitesse de la lumière. Une variante consiste à la relever comme un pourcentage, tel que 71 %.

A.4.5 Procédure pour la mesure de la capacité

La capacité de la même longueur que celle mesurée pour le déphasage linéique (temps de propagation) doit être mesurée entre les deux conducteurs de la paire conformément à 3.2.5.

A.5 Détermination de l'impédance caractéristique à l'aide de la méthode de mesure de la charge

Une seule mesure de l'impédance de charge peut être effectuée à la place des mesures en circuit ouvert et en court-circuit lorsque l'impédance terminale est suffisamment semblable à l'impédance à mesurer (dans les 15 Ω) et lorsque la perte aller-retour sur la longueur mesurée est suffisamment grande (au moins 10 dB). Cette mesure est utile lorsque la commodité d'utiliser l'analyseur de réseau dans un mode «stand-alone» est souhaitée. Il faut comprendre que l'utilisation de cette méthode doit prendre comme référence la méthode du circuit ouvert/fermé.

L'interprétation de la différence entre la mesure de l'impédance de charge et l'impédance en circuit ouvert/court-circuit est permise par les équations suivantes. L'équation pour l'impédance de charge d'entrée Z_T est la suivante:

$$Z_T = Z_C \frac{1 + \zeta e^{-2\gamma l}}{1 - \zeta e^{-2\gamma l}} \quad (\text{A.78})$$

The phase delay is determined from the phase coefficient measured in A.4.2.1 by means of:

$$\tau = \frac{\beta}{\omega} \quad (\text{A.76})$$

where

τ is the phase delay of cable (s/m);

β is the phase coefficient from A.4.2.1 (rad/m);

ω is the radian frequency (rad/s).

A.4.4 Phase velocity

Phase velocity (reciprocal of phase delay) is a measure of the velocity with which a sinusoidal signal propagates through a cable and is normally reported in units of distance per second such as m/s.

The phase velocity is determined from phase coefficient measured in A.4.2.1 by means of:

$$v = \frac{\omega}{\beta} \quad (\text{A.77})$$

where

v is the phase velocity of cable (m/s);

β is the phase coefficient from A.4.2.1 (rad/m);

ω is the radian frequency (rad/s).

NOTE Phase velocity is sometimes reported as a ratio consisting of the phase velocity divided by the velocity of light in a Vacuum (c). It is then reported as, for example, 0,71c, meaning $0,71 \times$ speed of light. A variation is to report it as a percentage such as 71 %.

A.4.5 Procedure for the measurement of the capacitance

The capacitance of the same length as that measured for the phase coefficient (delay) shall be measured between the two conductors of the pair in accordance with 3.2.5.

A.5 Determination of characteristic impedance using the terminated measurement method

A single terminated impedance measurement can be made in place of the open and short circuit measurements when the terminating impedance is sufficiently similar to the impedance being measured (within 15 Ω) and when the roundtrip loss of the measured length is sufficiently large (at least 10 dB). This measurement is useful when the convenience of using the network analyser in a stand-alone mode is desired. Use of this method is with the understanding that the open and short circuit method is the reference method.

Understanding the difference between the measured terminated impedance and the open/short circuit impedance is facilitated by the following equations. The equation for the terminated input impedance Z_T is:

$$Z_T = Z_C \frac{1 + \zeta e^{-2\gamma l}}{1 - \zeta e^{-2\gamma l}} \quad (\text{A.78})$$

où le coefficient de réflexion ζ est donné par:

$$\zeta = \frac{Z_R - Z_C}{Z_R + Z_C} \quad (\text{A.79})$$

Z_R et Z_C sont respectivement l'impédance terminale (habituellement une résistance) et l'impédance caractéristique réelle. Avoir une extrémité étroitement adaptée ou un affaiblissement aller-retour suffisant est approprié pour que la mesure chargée conduite à des résultats proches de ceux obtenus par la méthode en circuit ouvert/court-circuit.

L'équation (A.78) peut être reformulée comme suit:

$$Z_T - Z_C = (Z_R - Z_C) e^{-2\gamma l} \left(\frac{Z_T + Z_C}{Z_R + Z_C} \right) \quad (\text{A.80})$$

L'équation (A.78) indique qu'une différence de 15 Ω entre la résistance de charge et l'impédance du câble est réduite à une erreur maximale d'approximativement 5 Ω avec une perte aller-retour de 10 dB. Une perte aller-retour arrondie à 20 dB assure qu'une différence d'impédance de 15 Ω est réduite à une erreur plutôt minime de 1,5 Ω .

A.6 Détermination de l'exposant linéique de propagation et de l'impédance caractéristique à l'aide de la méthode circuit ouvert/court-circuit à partir de la théorie des paramètres secondaires de transmission

A.6.1 Méthode A1 étendue, méthode en circuit ouvert/court-circuit à l'aide d'un transformateur symétriseur mais excluant la performance du transformateur symétriseur

A.6.1.1 Equipement d'essai et préparation de l'extrémité de câble

L'équipement nécessaire pour la mesure de l'impédance et des paramètres S est celui défini en 3.3.6.1. Pour cette forme équilibrée de mesure, les conditions en extrémité pour les autres paires et l'écran éventuel n'ont que peu de conséquences. Ces conducteurs sont proches de la terre même lorsqu'il leur est permis de rester flottants en raison de la torsion de la paire en essai. Il est acceptable de laisser ces conducteurs flottants.

A.6.1.2 Equations de base pour la méthode A1

L'impédance caractéristique et l'exposant linéique de propagation sont définis comme:

$$Z_C = \sqrt{Z_R^2 \left(\frac{Z_{itr} - Z_{itf}}{Z_{itr} - Z_{its}} \right)^2 \left(\frac{Z_{itcf} - Z_{its}}{Z_{itcf} - Z_{itf}} \right) \left(\frac{Z_{itcs} - Z_{its}}{Z_{itcs} - Z_{itf}} \right)} \quad (\text{A.81})$$

$$\gamma = \alpha + j\beta = \frac{1}{l} \tanh^{-1} \sqrt{\left(\frac{Z_{itcf} - Z_{its}}{Z_{itcf} - Z_{itf}} \right) \left(\frac{Z_{itcs} - Z_{its}}{Z_{itcs} - Z_{itf}} \right)} \quad (\text{A.82})$$

où

Z_{itf} est l'impédance d'entrée mesurée en laissant la sortie équilibrée du transformateur symétriseur ouverte (Ω);

Z_{its} est l'impédance d'entrée mesurée en mettant en court-circuit la sortie équilibrée du transformateur symétriseur (Ω);

where the reflection coefficient ζ is given by:

$$\zeta = \frac{Z_R - Z_C}{Z_R + Z_C} \quad (\text{A.79})$$

Z_R and Z_C are the terminating impedance (usually a resistance) and the actual characteristic impedance respectively. Having a closely matched termination or sufficient roundtrip attenuation is adequate for making the terminated measurement yield results close to those obtained by the open and short circuit method.

Equation (A.78) can be restated as follows:

$$Z_T - Z_C = (Z_R - Z_C) e^{-2\gamma l} \left(\frac{Z_T + Z_C}{Z_R + Z_C} \right) \quad (\text{A.80})$$

Equation (A.78) indicates that a 15 Ω difference between the termination resistor and the cable impedance is reduced to a maximum error of approximately 5 Ω with a round trip loss of 10 dB. A 20 dB round trip loss insures that a 15 Ω impedance difference is reduced to a rather minimal 1,5 Ω error.

A.6 Determination of propagation coefficient and characteristic impedance using open/short circuit method from the secondary transmission parameters theory

A.6.1 Method A1, extended single end, open/short circuit method using a balun but excluding the balun performance

A.6.1.1 Test equipment and cable-end preparation

The equipment required for the impedance and S -parameter measurement is that defined in 3.3.6.1. For this balanced form of measurement the termination condition for other pairs and a shield, if present, is of little consequence. These conductors are close to ground even when permitted to float because of the pair twist of the pair under test. Letting these conductors float is acceptable.

A.6.1.2 Basic equations for method A1

Characteristic impedance and the propagation coefficient are defined as:

$$Z_C = \sqrt{Z_R^2 \left(\frac{Z_{itr} - Z_{itf}}{Z_{itr} - Z_{its}} \right)^2 \left(\frac{Z_{itcf} - Z_{its}}{Z_{itcf} - Z_{itf}} \right) \left(\frac{Z_{itcs} - Z_{its}}{Z_{itcs} - Z_{itf}} \right)} \quad (\text{A.81})$$

$$\gamma = \alpha + j\beta = \frac{1}{l} \tanh^{-1} \sqrt{\left(\frac{Z_{itcf} - Z_{its}}{Z_{itcf} - Z_{itf}} \right) \left(\frac{Z_{itcs} - Z_{its}}{Z_{itcs} - Z_{itf}} \right)} \quad (\text{A.82})$$

where

Z_{itf} is the input impedance measured by leaving the balanced output of the balun open (Ω);

Z_{its} is the input impedance measured by shorting the balanced output of the balun (Ω);

Z_{itr}	est l'impédance d'entrée mesurée en terminant la sortie équilibrée du transformateur symétriseur sur une charge résistive non inductive (Z_R) dont la valeur est équilibrée à $\pm 1 \%$ (Ω);
Z_{itcf}	est l'impédance d'entrée mesurée en connectant la sortie équilibrée du transformateur symétriseur une paire assemblée avec l'extrémité de la paire ouverte (Ω);
Z_{itcs}	est l'impédance d'entrée mesurée en connectant la sortie équilibrée du transformateur symétriseur en sur une paire torsadée dont l'extrémité est en court-circuit (Ω);
Z_C	est l'impédance caractéristique (Ω);
γ	est l'exposant linéique de propagation (Np/m, rad/m);
α	est l'affaiblissement linéique (Np/m);
β	est le déphasage linéique (rad/m);
Z_R	est la résistance chargée en extrémité (Ω).

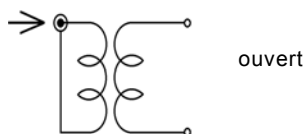
A.6.1.3 *Principe de mesure de la méthode A1* – Méthode étendue en circuit ouvert/court-circuit à une seule extrémité, à l'aide d'un transformateur symétriseur mais en excluant la performance du transformateur symétriseur

- Z_{itr} is the input impedance measured by terminating the balanced output of the balun in a non-inductive, resistive load (Z_R Ω) which value is balanced to $\pm 1\%$ (Ω);
- Z_{itcf} is the input impedance measured by connecting the balanced output of the balun in a twisted pair with far end of the pair open (Ω);
- Z_{itcs} is the input impedance measured by connecting the balanced output of the balun in a twisted pair with far end of the pair shorted (Ω);
- Z_C is the characteristic Impedance (Ω);
- γ is the propagation coefficient (Np/m, rad/m);
- α is the attenuation coefficient (Np/m);
- β is the phase coefficient (rad/m);
- Z_R is the terminating resistance (Ω).

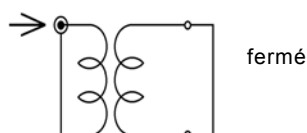
A.6.1.3 *Measurement Principle of Method A1* – Extended single end, open/short circuit method using a balun, but excluding the balun performance.

1) Méthode de mesure

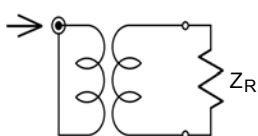
a) Z_{itf}



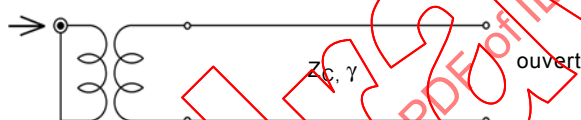
b) Z_{its}



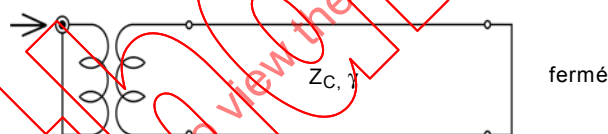
c) Z_{itr}



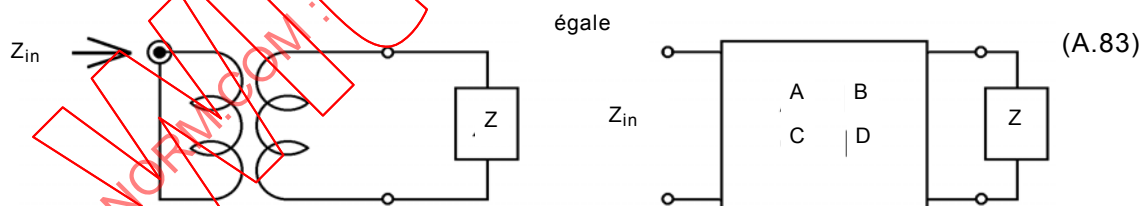
d) Z_{itcf}



e) Z_{itcs}



2) Principe de mesure avec la théorie du quadripôle



$$Z_{in} = \frac{AZ + B}{CZ + D} \quad (\text{A.83})$$

où

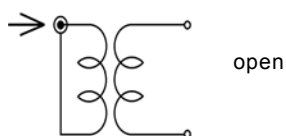
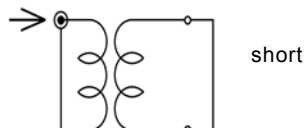
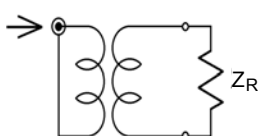
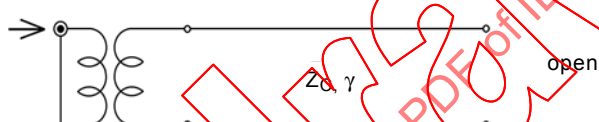
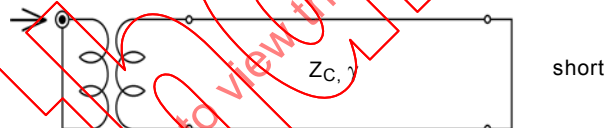
Z_{in} est l'impédance d'entrée (la quantité étant mesurée);

Z est l'impédance de charge réelle mesurée telle que ouvert, fermé, résistance de charge, paire de câble ouverte ou fermée.

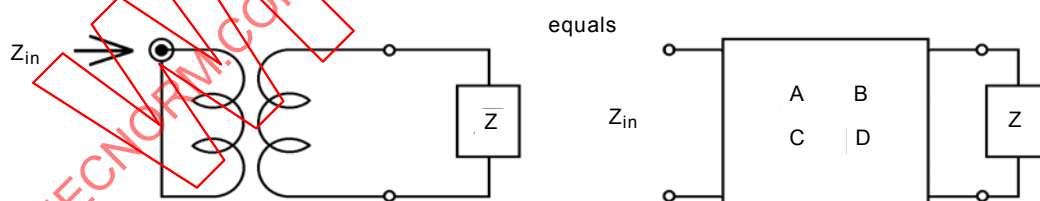
$$Z_{itf} = Z_{in}|_{Z=\infty} = A/C, \quad A = Z_{itf} C \quad (\text{A.84})$$

$$Z_{its} = Z_{in}|_{Z=0} = B/D, \quad B = Z_{its} D \quad (\text{A.85})$$

1) Measurement mode

a) Z_{itf} b) Z_{its} c) Z_{itr} d) Z_{itcf} e) Z_{itcs} 

2) Measurement principle with four terminal network theory



$$Z_{in} = \frac{AZ + B}{CZ + D} \quad (\text{A.83})$$

where

 Z_{in} is the input impedance (quantity being measured); Z is the actual measured load impedance such as open, short, termination, cable pair open or cable pair shorted.

$$Z_{itf} = Z_{in}|_{Z=\infty} = A/C, \quad A = Z_{itf} C \quad (\text{A.84})$$

$$Z_{its} = Z_{in}|_{Z=0} = B/D, \quad B = Z_{its} D \quad (\text{A.85})$$

$$Z_{itr} = Z_{in}|_{Z=R} = \frac{AR+B}{CR+D} \quad (A.86)$$

$$Z_{itcf} = Z_{in}|_{Z=Z_{if}} = \frac{AZ_{if}+B}{CZ_{if}+D} \quad (A.87)$$

$$Z_{itcs} = Z_{in}|_{Z=Z_{is}} = \frac{AZ_{is}+B}{CZ_{is}+D} \quad (A.88)$$

où

Z_{if} est l'impédance présentée par la paire du câble avec extrémité distante ouverte (Ω);

Z_{is} est l'impédance présentée par la paire du câble avec extrémité distante en court-circuit (Ω).

En reportant l'équation (A.84) et l'équation (A.85) dans l'équation (A.86),

$$\frac{D}{C} = \frac{R(Z_{itf} - Z_{itr})}{Z_{itr} - Z_{its}} \quad (A.89)$$

A partir de l'équation (A.87),

$$Z_{if} = \frac{B - Z_{itcf} \frac{D}{C-A}}{Z_{itcf} - \frac{D}{C-A}} \quad (A.90)$$

A partir de l'équation (A.88),

$$Z_{is} = \frac{B - Z_{itcs} \frac{D}{C-A}}{Z_{itcs} - \frac{D}{C-A}} \quad (A.91)$$

Finalement:

$$\begin{aligned} Z_C^2 &= Z_{if} Z_{is} = \left(\frac{B - Z_{itcf} \frac{D}{C-A}}{Z_{itcf} - \frac{D}{C-A}} \right) \left(\frac{B - Z_{itcs} \frac{D}{C-A}}{Z_{itcs} - \frac{D}{C-A}} \right) \\ &= \left(\frac{D}{C} \right)^2 \left(\frac{Z_{itcf} - Z_{its}}{Z_{itcf} - Z_{itf}} \right) \left(\frac{Z_{itcs} - Z_{its}}{Z_{itcs} - Z_{itf}} \right) \\ &= R^2 \left(\frac{Z_{itr} - Z_{itf}}{Z_{itr} - Z_{its}} \right)^2 \left(\frac{Z_{itcf} - Z_{its}}{Z_{itcf} - Z_{itf}} \right) \left(\frac{Z_{itcs} - Z_{its}}{Z_{itcs} - Z_{itf}} \right) \\ \tanh^2 \gamma l &= \frac{Z_{is}}{Z_{if}} = \left(\frac{Z_{itcf} - Z_{itf}}{Z_{itcf} - Z_{its}} \right) \left(\frac{Z_{itcs} - Z_{its}}{Z_{itcs} - Z_{itf}} \right) \end{aligned} \quad (A.92)$$

A.6.2 Méthode A2, Méthode étendue en circuit ouvert/court-circuit à une seule extrémité, sans transformateur symétriseur

A.6.2.1 Equations de base et diagrammes du circuit pour la méthode A2

L'impédance caractéristique et l'exposant linéique de propagation sont définis suivant:

$$\frac{1}{Z_C} = \sqrt{\left(Y_{ff} - \frac{1}{4} Y_{uf} \right) \left(Y_{fs} - \frac{1}{4} Y_{us} \right)} \quad (A.93)$$

$$Z_{itr} = Z_{in}|_{Z=R} = \frac{AR + B}{CR + D} \quad (\text{A.86})$$

$$Z_{itcf} = Z_{in}|_{Z=Z_{if}} = \frac{AZ_{if} + B}{CZ_{if} + D} \quad (\text{A.87})$$

$$Z_{itcs} = Z_{in}|_{Z=Z_{is}} = \frac{AZ_{is} + B}{CZ_{is} + D} \quad (\text{A.88})$$

where

Z_{if} Impedance presented by cable pair with far end open (Ω);

Z_{is} Impedance presented by cable pair with far end shorted (Ω).

Substituting equation (A.84) and equation (A.85) into equation (A.86),

$$\frac{D}{C} = \frac{R(Z_{itf} - Z_{itr})}{Z_{itr} - Z_{its}} \quad (\text{A.89})$$

From equation (A.87),

$$Z_{if} = \frac{B - Z_{itcf} \frac{D}{C - A}}{Z_{itcf} \frac{D}{C - A}} \quad (\text{A.90})$$

From equation (A.88),

$$Z_{is} = \frac{B - Z_{itcs} \frac{D}{C - A}}{Z_{itcs} \frac{D}{C - A}} \quad (\text{A.91})$$

Finally:

$$\begin{aligned} Z_C^2 &= Z_{if} Z_{is} = \left(\frac{B - Z_{itcf} \frac{D}{C - A}}{Z_{itcf} \frac{D}{C - A}} \right) \left(\frac{B - Z_{itcs} \frac{D}{C - A}}{Z_{itcs} \frac{D}{C - A}} \right) \\ &= \left(\frac{D}{C} \right)^2 \left(\frac{Z_{itcf} - Z_{its}}{Z_{itcf} - Z_{itf}} \right) \left(\frac{Z_{itcs} - Z_{its}}{Z_{itcs} - Z_{itf}} \right) \\ &= R^2 \left(\frac{Z_{itr} - Z_{itf}}{Z_{itr} - Z_{its}} \right)^2 \left(\frac{Z_{itcf} - Z_{its}}{Z_{itcf} - Z_{itf}} \right) \left(\frac{Z_{itcs} - Z_{its}}{Z_{itcs} - Z_{itf}} \right) \\ \tanh^2 \gamma l &= \frac{Z_{is}}{Z_{if}} = \left(\frac{Z_{itcf} - Z_{itf}}{Z_{itcf} - Z_{its}} \right) \left(\frac{Z_{itcs} - Z_{its}}{Z_{itcs} - Z_{itf}} \right) \end{aligned} \quad (\text{A.92})$$

A.6.2 Method A2, extended single end, open/short circuit method without using a balun

A.6.2.1 Basic equations and circuit diagrams for method A2

Characteristic impedance and the propagation coefficient are defined as:

$$\frac{1}{Z_C} = \sqrt{\left(Y_{ff} - \frac{1}{4} Y_{uf} \right) \left(Y_{fs} - \frac{1}{4} Y_{us} \right)} \quad (\text{A.93})$$

$$\gamma = \alpha + j\beta = \frac{1}{l} \tanh^{-1} \sqrt{\frac{\left(Y_{ff} - \frac{1}{4} Y_{uf}\right)}{\left(Y_{fs} - \frac{1}{4} Y_{us}\right)}} \quad (\text{A.94})$$

où

Y_{ff} est l'admittance mesurée en mode de mesure a (S);

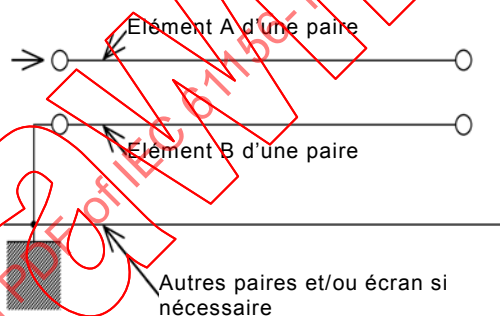
Y_{fs} est l'admittance mesurée en mode de mesure b (S);

Y_{uf} est l'admittance mesurée en mode de mesure c (S);

Y_{us} est l'admittance mesurée en mode de mesure d (S).

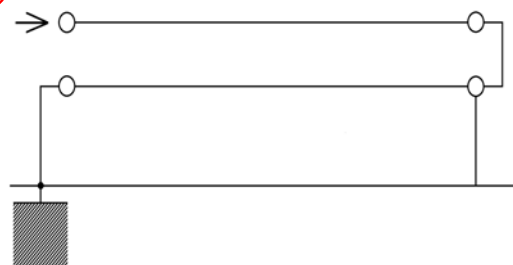
Mode de mesure a: Y_{ff}

G



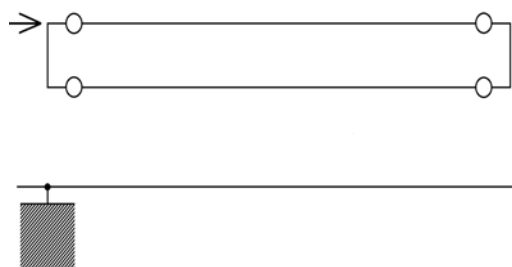
Mode de mesure b: Y_{fs}

G



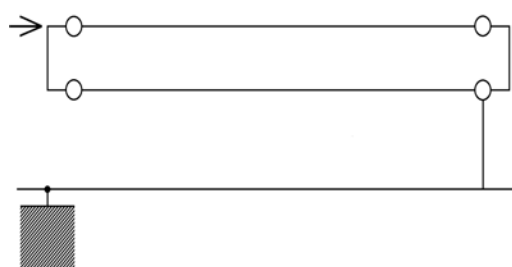
Mode de mesure c: Y_{uf}

G



Mode de mesure d: Y_{us}

G



$$\gamma = \alpha + j\beta = \frac{1}{l} \tanh^{-1} \sqrt{\frac{\left(Y_{ff} - \frac{1}{4} Y_{uf}\right)}{\left(Y_{fs} - \frac{1}{4} Y_{us}\right)}} \quad (\text{A.94})$$

where

Y_{ff} is the admittance measured with measurement mode a (S);

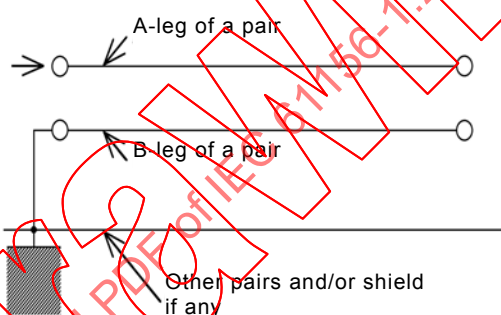
Y_{fs} is the admittance measured with measurement mode b (S);

Y_{uf} is the admittance measured with measurement mode c (S);

Y_{us} is the admittance measured with measurement mode d (S).

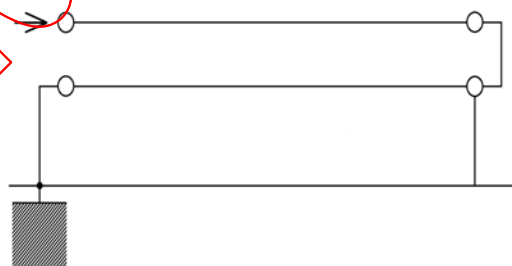
Measurement mode a: Y_{ff}

G



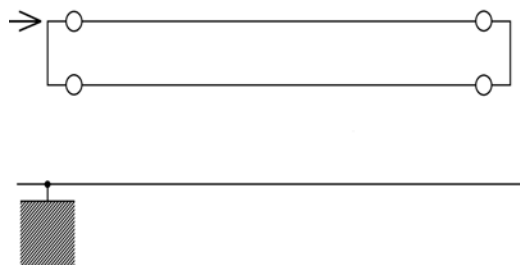
Measurement mode b: Y_{fs}

G



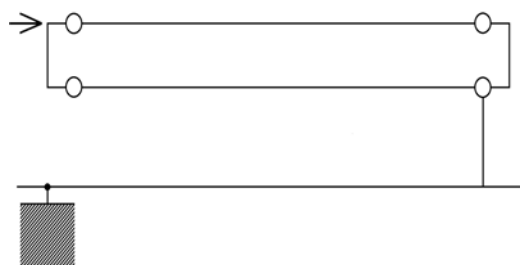
Measurement mode c: Y_{uf}

G



Measurement mode d: Y_{us}

G



où

→ est la connexion du conducteur interne de l'équipement de mesure du type non équilibré;

G est la connexion du conducteur externe de l'équipement de mesure du type non équilibré;

Z_C est l'impédance caractéristique (Ω);

γ est l'exposant linéique de propagation, $\alpha + j\beta$ (Np/m, rad/m);

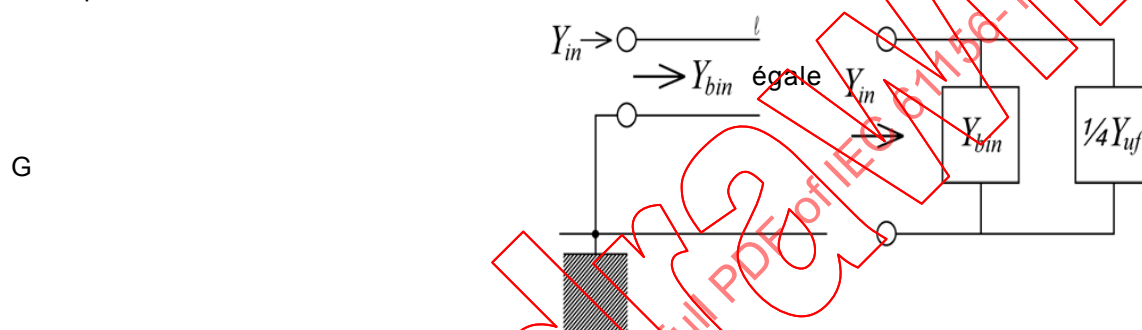
α est l'affaiblissement linéique (Np/m);

β est le déphasage linéique (rad/m).

NOTE L'ensemble ci-dessus de quatre configurations de mesure d'admittance suppose que la paire est parfaitement équilibrée. Généralement, il y a un certain degré de déséquilibre. Cette méthode peut être utilisée sans mesures supplémentaires si le déséquilibre de la paire est inférieur à 1 %.

A.6.2.2 Principe de mesure de la méthode A2

Principe de mesure:



Dans le cas du circuit ouvert, l'admittance mesurée est donnée par:

$$Y_{in} = Y_{bin} + \frac{1}{4} Y_u \tanh \gamma_u l = Y_{bin} + \frac{1}{4} Y_{uf} \quad (A.95)$$

où

γ_u est l'exposant linéique de propagation non équilibré (mode commun);

Y_u est l'admittance caractéristique non équilibrée (mode commun);

Y_{bin} est l'admittance d'entrée du circuit équilibré (ouvert ou court-circuit).

$$Y_{ff} = Y_{in} |_{Y_{bin}=Y_f} = Y_f + \frac{1}{4} Y_{uf} \quad (A.96)$$

$$Y_{fs} = Y_{in} |_{Y_{bin}=Y_s} = Y_s + \frac{1}{4} Y_{us} \quad (A.97)$$

où

Y_f est l'admittance en circuit ouvert équilibré;

Y_s est l'admittance en court-circuit équilibré.

Tiré de l'équation (A.96),

$$Y_f = \frac{1}{Z_f} = Y_{ff} - \frac{1}{4} Y_{uf} \quad (A.98)$$

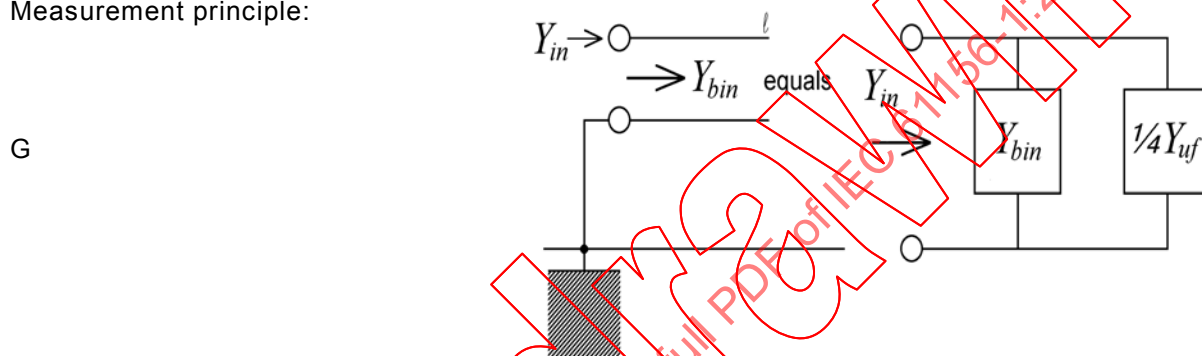
where

- is the connecting inner conductor of unbalanced type measuring equipment;
 G is the connecting outer conductor of unbalanced type measuring equipment;
 ZC is the characteristic impedance (Ω);
 γ is the propagation coefficient, $\alpha + j\beta$ (Np/m, rad/m);
 α is the attenuation coefficient (Np/m);
 β is the phase coefficient (rad/m).

NOTE The above set of four admittance measurement configurations assumes the pair is perfectly balanced. Generally, some degree of unbalance is present. This method can be used without additional measurements if the pair unbalance is less than 1 %.

A6.2.2 Measurement principle of method A2

Measurement principle:



For the open circuit case the measured admittance is given by:

$$Y_{in} = Y_{bin} + \frac{1}{4} Y_u \tanh \gamma_u l = Y_{bin} + \frac{1}{4} Y_{uf} \quad (\text{A.95})$$

where

- γ_u is the unbalanced (common mode) propagation coefficient;
 Y_u is the unbalanced (common mode) characteristic admittance;
 Y_{bin} is the input admittance of the balanced circuit (open or short).

$$Y_{ff} = Y_{in} |_{Y_{bin}=Y_f} = Y_f + \frac{1}{4} Y_{uf} \quad (\text{A.96})$$

$$Y_{fs} = Y_{in} |_{Y_{bin}=Y_s} = Y_s + \frac{1}{4} Y_{us} \quad (\text{A.97})$$

where

- Y_f is the balanced open circuit admittance;
 Y_s is the balanced short circuit admittance.

From equation (A.96),

$$Y_f = \frac{1}{Z_f} = Y_{ff} - \frac{1}{4} Y_{uf} \quad (\text{A.98})$$

Tiré de l'équation (A.97),

$$Y_s = \frac{1}{Z_s} = Y_{fs} - \frac{1}{4} Y_{us} \quad (\text{A.99})$$

$$\frac{1}{Z_C} = Y_C = \sqrt{Y_f Y_s} = \sqrt{\left(Y_{ff} - \frac{1}{4} Y_{uf}\right) \left(Y_{fs} - \frac{1}{4} Y_{us}\right)} \quad (\text{A.100})$$

$$\gamma = \alpha + j\beta = \frac{1}{l} \tanh^{-1} \sqrt{\frac{Y_{ff} - \frac{1}{4} Y_{uf}}{Y_{fs} - \frac{1}{4} Y_{us}}} \quad (\text{A.101})$$

NOTE En ce qui concerne les mesures de l'impédance d'entrée et de l'admittance pour les méthodes A1 et A2, l'impédance d'entrée ou l'admittance dans chaque mode de mesure peuvent être mesurées au moyen de (1) un pont d'impédance ou (2) un analyseur de réseau et une unité pour paramètres S .

$$Z_{in} = Z_R \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}} \quad (\text{A.102})$$

où

Z_{in} est l'impédance d'entrée (Ω);

Z_R est la résistance de charge au cours de l'étalonnage (Ω);

S_{11} est le coefficient de réflexion d'entrée.

NOTE La procédure d'étalonnage de S_{11} est la procédure standard de l'analyseur de réseau en trois étapes (ouvert, fermé et chargé).

A.6.3 Méthode A3 – Transformation de la matrice des paramètres S de la ligne de multiconducteurs non équilibrés en matrice d'impédance de la méthode du mode de transmission du circuit (méthode de décomposition modale)

A.6.3.1 Impédance caractéristique et exposant linéique de propagation obtenus à partir de la technique de la décomposition modale (méthode de remplacement)

Cette méthode plus compliquée, référencée comme méthode A3, conduit à des données pour l'impédance caractéristique et l'exposant linéique de propagation si désiré. De plus, elle présente des données pour le mode (commun) non équilibré ainsi que le couplage modal. Toutes les combinaisons des paramètres S sont mesurées à l'aide d'un instrument non équilibré conventionnel sans utiliser de transformateurs symétriseurs, avec les extrémités de l'autre conducteur chargées. Les composants en mode équilibré et non équilibré (élément d'impédance de la matrice) sont tirés des éléments mesurés de la matrice S par une opération mathématique («transformateur symétriseur mathématique»).

A.6.3.2 Procédure de la méthode A3

- 1) Etalonner le système d'analyseur de réseau. Un étalonnage complet du quadripôle est recommandé.
- 2) Mesurer chaque élément de la matrice S de l'équation (A.103), par exemple S_{11} , S_{31} (S_{31}), et S_{33} sont mesurés en connectant une extrémité du conducteur de la paire à l'autre accès de l'analyseur de réseau. Tout le reste des extrémités des conducteurs de la paire torsadée, qui peuvent être terminées sur la prise femelle des connecteurs standard respectivement, doivent être terminées par le faux-élément de l'analyseur de réseau.

From equation (A.97),

$$Y_s = \frac{1}{Z_s} = Y_{fs} - \frac{1}{4} Y_{us} \quad (\text{A.99})$$

$$\frac{1}{Z_C} = Y_C = \sqrt{Y_f Y_s} = \sqrt{\left(Y_{ff} - \frac{1}{4} Y_{uf}\right) \left(Y_{fs} - \frac{1}{4} Y_{us}\right)} \quad (\text{A.100})$$

$$\gamma = \alpha + j\beta = \frac{1}{l} \tanh^{-1} \sqrt{\frac{Y_{ff} - \frac{1}{4} Y_{uf}}{Y_{fs} - \frac{1}{4} Y_{us}}} \quad (\text{A.101})$$

NOTE With regard to input impedance and admittance measurements for Method A1 and A2, input impedance or admittance of each measurement mode can be measured by means of (1) an impedance bridge or (2) a network analyser and *S*-parameter test set.

$$Z_{in} = Z_R \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}} \quad (\text{A.102})$$

where

Z_{in} is the input impedance (Ω);

Z_R is the load resistance during calibration (Ω);

S_{11} is the input reflection coefficient.

NOTE Calibration procedure of S_{11} is the standard three step (open, short, and terminated) network analyser procedure.

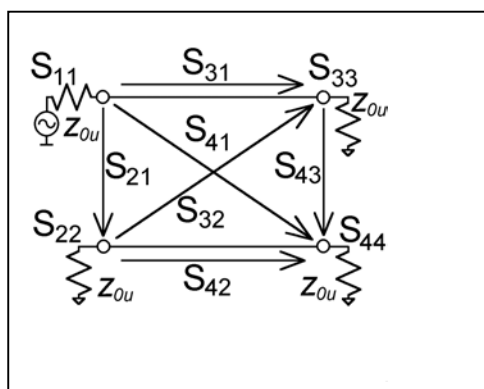
A.6.3 Method A3 transformation the scattering matrix of unbalanced multiconductor line into the impedance matrix of real-circuit transmission mode method (modal decomposition method)

A.6.3.1 Characteristic impedance and propagation coefficient obtained from modal decomposition technique (alternate method)

This more involved method, referred to as the A3 method results in data for the characteristic impedance and propagation coefficient if desired. Furthermore, it yields data for the unbalanced (common) mode as well as cross modal coupling. All combinations of *S*-parameters are measured using a conventional unbalanced instrument without the use of baluns, with other conductor ends terminated. The balanced- and unbalanced-mode components (impedance element of the matrix) are derived from the measured *S*-matrix by a mathematical operation ("mathematical Balun").

A.6.3.2 Method A3 procedure

- 1) Calibrate the network analyser system. Full-2-port calibration is recommended.
- 2) Measure each element of the *S*-matrix of the equation (A.103), e.g. S_{11} , S_{31} (S_{31}), and S_{33} are measured by connecting the one end of the conductor of the pair to the other port of the network analyser. All the rest of the ends of the conductors of the twisted pair, which may be terminated to the receptacle of the standard connectors respectively, should be terminated with the standard dummy of the network analyser.



$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{21} & S_{31} & S_{41} \\ S_{21} & S_{22} & S_{32} & S_{42} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{43} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix} \quad (\text{A.103})$$

3) Transformer la matrice S en matrice Z (matrice Y) à l'aide des équations suivantes:

$$Z = z_{0u} [E + S][E - S]^{-1} \quad (\text{A.104})$$

$$Y = \frac{1}{z_{0u}} [E - S][E + S]^{-1} \quad (\text{A.105})$$

où

E est la matrice de base de 4×4 ;

Z_{0u} est l'impédance de système en valeur scalaire.

4) Une fois que la matrice d'impédance est obtenue, l'impédance caractéristique et l'exposant linéique de propagation pour le mode équilibré sont calculés à l'aide des équations suivantes:

$$Z_c = 2 \sqrt{\frac{Z_{11} - 2Z_{21} + Z_{22}}{Y_{11} - 2Y_{21} + Y_{22}}} \quad (\text{A.106})$$

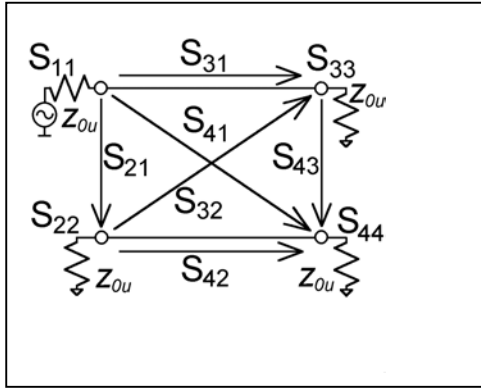
$$\gamma = \frac{1}{2l} \ln \left(\frac{\frac{1}{2} \sqrt{(Z_{11} - 2Z_{21} + Z_{22})(Y_{11} - 2Y_{21} + Y_{22})} + 1}{\frac{1}{2} \sqrt{(Z_{11} - 2Z_{21} + Z_{22})(Y_{11} - 2Y_{21} + Y_{22})} - 1} \right) \quad (\text{A.107})$$

A.6.3.3 Principe de mesure de la méthode A3

La méthode A3 utilise la théorie de la décomposition modale qui a été établie dans le domaine de l'analyse d'un système de multiconducteurs.

Expression du paramètre secondaire:

Le paramètre secondaire est exprimé à l'aide d'une matrice d'impédance Z et d'une matrice d'admittance Y . Le système de ligne de transmission est présumé linéaire et symétrique pour présenter une expression simple.



$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{21} & S_{31} & S_{41} \\ S_{21} & S_{22} & S_{32} & S_{42} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{43} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix} \quad (\text{A.103})$$

3) Transform the S – matrix into the Z – matrix (Y – matrix) using the following equations.

$$Z = z_{0u} [E + S][E - S]^{-1} \quad (\text{A.104})$$

$$Y = \frac{1}{z_{0u}} [E - S][E + S]^{-1} \quad (\text{A.105})$$

where

E is the unit matrix of 4×4 ;

Z_{0u} is the system impedance of a scalar value.

4) Once the impedance matrix is obtained, the characteristic impedance and the propagation coefficient for the balanced mode are calculated by the following equations:

$$Z_C = 2 \sqrt{\frac{Z_{11} - 2Z_{21} + Z_{22}}{Y_{11} - 2Y_{21} + Y_{22}}} \quad (\text{A.106})$$

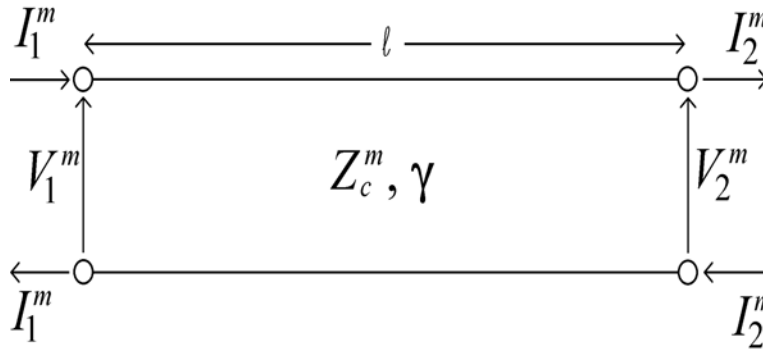
$$\gamma = \frac{1}{2l} \ln \left(\frac{\frac{1}{2} \sqrt{(Z_{11} - 2Z_{21} + Z_{22})(Y_{11} - 2Y_{21} + Y_{22})} + 1}{\frac{1}{2} \sqrt{(Z_{11} - 2Z_{21} + Z_{22})(Y_{11} - 2Y_{21} + Y_{22})} - 1} \right) \quad (\text{A.107})$$

A.6.3.3 Measurement principle of method A3

The A3 method utilizes the modal decomposition theory, which has been established in the field of analyzing a multi-conductor system.

Notation of secondary coefficient:

The secondary coefficient is expressed using an impedance matrix Z and an admittance matrix Y . The transmission line system is presumed linear and symmetrical to show simple expression.



$$\begin{bmatrix} V_1^m \\ I_1^m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma l) & Z_C^m \sinh(\gamma l) \\ \sinh(\gamma l) / Z_C^m & \cosh(\gamma l) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2^m \\ I_2^m \end{bmatrix} \quad (\text{A.108})$$

Une fois modifiée, la seconde partie de l'équation de la matrice est:

$$V_2^m = \frac{Z_C^m}{\sinh(\gamma l)} I_1^m - Z_C^m \coth(\gamma l) I_2^m \quad (\text{A.109})$$

En substituant cela dans l'équation (A.109), la matrice d'impédance suivante est déduite:

$$\begin{bmatrix} V_1^m \\ V_2^m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_C^m \coth(\gamma l) & Z_C^m / \sinh(\gamma l) \\ Z_C^m / \sinh(\gamma l) & Z_C^m \coth(\gamma l) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1^m \\ -I_2^m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11}^m & Z_{21}^m \\ Z_{21}^m & Z_{11}^m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1^m \\ -I_2^m \end{bmatrix} \quad (\text{A.110})$$

De la même façon, l'expression de l'admittance est déduite:

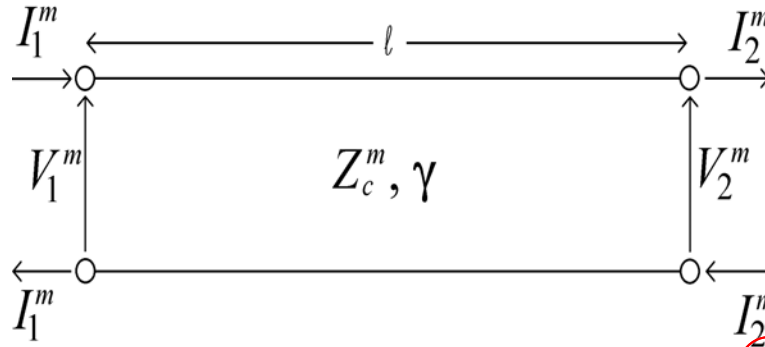
$$\begin{bmatrix} I_1^m \\ -I_2^m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \coth(\gamma l) / Z_C^m & -1 / Z_C^m \sinh(\gamma l) \\ -1 / Z_C^m \sinh(\gamma l) & \coth(\gamma l) / Z_C^m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^m \\ V_2^m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11}^m & Y_{21}^m \\ Y_{21}^m & Y_{11}^m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^m \\ V_2^m \end{bmatrix} \quad (\text{A.111})$$

Ainsi, on peut obtenir les paramètres secondaires Z_C^m et γ comme suit:

$$Z_C^m = \sqrt{\frac{Z_{11}^m}{Y_{11}^m}}, \quad \gamma = \frac{1}{l} \coth^{-1} \sqrt{Z_{11}^m Y_{11}^m} = \frac{1}{2l} \ln \left(\frac{\sqrt{Z_{11}^m Y_{11}^m} + 1}{\sqrt{Z_{11}^m Y_{11}^m} - 1} \right) \quad (\text{A.112})$$

Etant donné que Z_{11}^m peut être obtenu en mesurant le rapport de V_1^m à I_1^m avec l'autre extrémité ouverte, c'est-à-dire en laissant $I_2^m = 0$,

$$Z_{11}^m = \left. \frac{V_1^m}{I_1^m} \right|_{I_2^m=0} = Z_C^m \coth(\gamma l), \quad Y_{11}^m = \left. \frac{I_1^m}{V_1^m} \right|_{V_2^m=0} = \frac{1}{Z_C^m} \coth(\gamma l) \quad (\text{A.113})$$



$$\begin{bmatrix} V_1^m \\ I_1^m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma l) & Z_C^m \sinh(\gamma l) \\ \sinh(\gamma l) / Z_C^m & \cosh(\gamma l) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2^m \\ I_2^m \end{bmatrix} \quad (\text{A.108})$$

When modified, the second part of the matrix equation is:

$$V_2^m = \frac{Z_C^m}{\sinh(\gamma l)} I_1^m - Z_C^m \coth(\gamma l) I_2^m \quad (\text{A.109})$$

Substituting this into equation (A.108), the following impedance matrix is derived:

$$\begin{bmatrix} V_1^m \\ V_2^m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_C^m \coth(\gamma l) & Z_C^m / \sinh(\gamma l) \\ Z_C^m / \sinh(\gamma l) & Z_C^m \coth(\gamma l) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1^m \\ -I_2^m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11}^m & Z_{21}^m \\ Z_{21}^m & Z_{11}^m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1^m \\ -I_2^m \end{bmatrix} \quad (\text{A.110})$$

Similarly, the admittance expression is derived:

$$\begin{bmatrix} I_1^m \\ -I_2^m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \coth(\gamma l) / Z_C^m & -1 / Z_C^m \sinh(\gamma l) \\ -1 / Z_C^m \sinh(\gamma l) & \coth(\gamma l) / Z_C^m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^m \\ V_2^m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11}^m & Y_{21}^m \\ Y_{21}^m & Y_{11}^m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^m \\ V_2^m \end{bmatrix} \quad (\text{A.111})$$

Thus we can get the secondary constants Z_C^m and γ as:

$$Z_C^m = \sqrt{\frac{Z_{11}^m}{Y_{11}^m}}, \quad \gamma = \frac{1}{l} \coth^{-1} \sqrt{Z_{11}^m Y_{11}^m} = \frac{1}{2l} \ln \left(\frac{\sqrt{Z_{11}^m Y_{11}^m} + 1}{\sqrt{Z_{11}^m Y_{11}^m} - 1} \right) \quad (\text{A.112})$$

Because Z_{11}^m can be obtained by measuring the ratio of V_1^m to I_1^m with the other terminal opened, that is, by letting $I_2^m = 0$,

$$Z_{11}^m = \left. \frac{V_1^m}{I_1^m} \right|_{I_2^m=0} = Z_C^m \coth(\gamma l), \quad Y_{11}^m = \left. \frac{I_1^m}{V_1^m} \right|_{V_2^m=0} = \frac{1}{Z_C^m} \coth(\gamma l) \quad (\text{A.113})$$

ainsi, $Z_{11}^m = Z_{ouvert}^m$ et $Y_{11}^m = Y_{fermé}^m$. Ceci montre que les équations (A.112) sont identiques à celles qui nous sont bien connues comme équations pour la méthode circuit ouvert/court-circuit.

Dans le cas d'un câble à paire torsadée, la matrice d'impédance et la matrice d'admittance dans le domaine modal doivent être déduites.

De la matrice de paramètres S à la matrice d'impédance

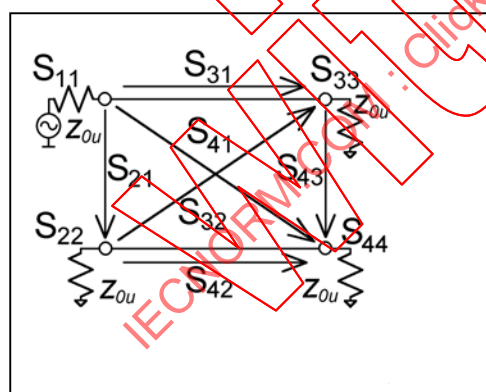
Les matrices d'impédance et d'admittance du domaine modal du mode équilibré permettent de calculer les paramètres secondaires de la paire.

Les trois étapes suivantes sont prescrites:

- (1) mesurer les paramètres S du circuit de multiconducteurs,
- (2) calculer la matrice d'impédance et la matrice d'admittance (matrice Z et matrice Y respectivement) à partir de la matrice de paramètres S (matrice S), et
- (3) calculer l'impédance et l'admittance du mode équilibré conformément à la théorie de la décomposition modale.

ETAPE 1: Mesure de la matrice S

1. Etalonner le système de l'analyseur de réseau. Un étalonnage complet du quadripôle est recommandé.
2. Mesurer chaque élément de la matrice S de l'équation (A.114), par exemple S_{11} , S_{31} (S_{31}), et S_{33} sont mesurés en connectant une extrémité du conducteur de la paire à l'autre accès de l'analyseur de réseau. Tout le reste des extrémités des conducteurs de la paire torsadée, qui peuvent être terminées sur la prise femelle des connecteurs standard respectivement, doivent être terminées par le faux-élément de l'analyseur de réseau.



$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{21} & S_{31} & S_{41} \\ S_{21} & S_{22} & S_{32} & S_{42} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{43} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix}$$

(A.114)

ETAPE 2: Transformer la matrice S en matrice Z

Transformer la matrice S en matrice Z (matrice Y) à l'aide de l'équation suivante:

$$Z = z_{0u} [E + S][E - S]^{-1}, Y = \frac{1}{z_{0u}} [E - S][E + S]^{-1} \quad (\text{A.115})$$

où E est une matrice de base de 4×4 , z_0 est l'impédance du système d'un équipement de mesure et est définie comme une valeur scalaire (typiquement système 50 Ω).

thus, $Z_{11}^m = Z_{\text{open}}^m$ and $Y_{11}^m = Y_{\text{short}}^m$. This shows that equations (A.112) are identical to those which are well known to us as equations for the open/short method.

For the case of a twisted pair cable, the impedance and the admittance matrix in the modal domain shall be derived.

Scattering matrix to impedance matrix

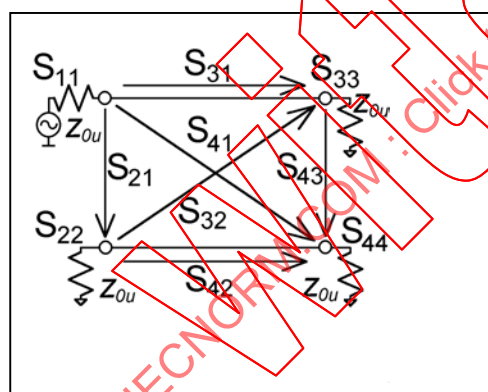
The impedance and admittance matrices of the modal domain of the balanced mode can calculate the secondary constants of the pair.

The following three steps are required:

- (1) measure the scattering parameters of multi-conductor circuit,
- (2) calculate the impedance and admittance matrix (Z-matrix and Y-matrix respectively) from the scattering matrix (S-matrix), and
- (3) calculate the impedance and admittance of the balanced mode according to the modal decomposition theory.

STEP 1: S-matrix measurement

1. Calibrate the network analyser system. Full 2-port calibration is recommended.
2. Measure each element of the S-matrix of the equation (A.114), e.g. S_{11} , S_{31} (S_{31}), and S_{33} are measured by connecting the one end of the conductor of the pair to the other port of the network analyser. All the rest of the ends of the conductors of the twisted pair, which may be terminated to the receptacle of the standard connectors respectively, should be terminated with the standard dummy of the network analyser.



$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{21} & S_{31} & S_{41} \\ S_{21} & S_{22} & S_{32} & S_{42} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{43} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix}$$

(A.114)

STEP 2: Transform S – matrix into Z – matrix

Transform the S – matrix into the Z – matrix (Y – matrix) using the following equations:

$$Z = z_{0u} [E + S][E - S]^{-1}, Y = \frac{1}{z_{0u}} [E - S][E + S]^{-1} \quad (\text{A.115})$$

where E is a unit matrix of 4×4 , z_0 is the system impedance of a measuring equipment and is defined as a scalar value (typically 50 Ω system).