

NORME
INTERNATIONALE
INTERNATIONAL
STANDARD

CEI
IEC

61156-1

1994

AMENDEMENT 2
AMENDMENT 2
2001-04

Amendement 2

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

**Partie 1:
Spécification générique**

Amendment 2

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

**Part 1:
Generic specification**

© IEC 2001 Droits de reproduction réservés — Copyright - all rights reserved

International Electrotechnical Commission
Telefax: +41 22 919 0300

3, rue de Varembé Geneva, Switzerland
e-mail: inmail@iec.ch IEC web site <http://www.iec.ch>



Commission Electrotechnique Internationale
International Electrotechnical Commission
Международная Электротехническая Комиссия

CODE PRIX
PRICE CODE

W

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

AVANT-PROPOS

Le présent amendement a été établi 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.

Le texte de cet amendement est issu des documents suivants:

FDIS	Rapport de vote
46C/428/FDIS	46C/452/RVD

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

Le comité a décidé que le contenu de cette publication de base et de ses amendements ne sera pas modifié avant 2004. A cette date, la publication sera

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

Page 18

2.1.5 Vitesse de propagation

Remplacer le titre et le texte de ce paragraphe par le nouveau paragraphe suivant

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:

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

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)

FOREWORD

This amendment 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.

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

FDIS	Report on voting
46C/428/FDIS	46C/452/RVD

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

The committee has decided that the contents of the base publication and its amendments will remain unchanged until 2004. At this date, the publication will be

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- withdrawn;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

Page 19

2.1.5 Velocity of propagation

Replace the title and the text of this subclause by the following new subclause

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

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

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)

Page 23

Après le paragraphe 2.1.14, ajouter les nouveaux paragraphes suivants

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:

$$T = \frac{1}{v_p} \quad (27)$$

où

T est le retard de phase (s)

l est la longueur du câble (m)

2.1.16 Ecart 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:

$$\Delta T = \left| \frac{1}{v_{p_1}} - \frac{1}{v_{p_2}} \right| \quad (28)$$

où

p_1 désigne une paire,

p_2 , l'autre paire, et

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

Page 38

3.3.6 Impédance caractéristique

Remplacer la totalité du texte de ce paragraphe par ce qui suit:

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.

$$Z_c = \frac{V_f}{I_f} = \frac{V_r}{I_r} \quad (22)$$

Page 23

After subclause 2.1.14, add the following new subclauses

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:

$$T = \frac{l}{v_p} \quad (27)$$

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:

$$\Delta T = \left| \left(\frac{l}{v_{p_1}} - \frac{l}{v_{p_2}} \right) \right| \quad (28)$$

where

the index p_1 refers to the one pair,

p_2 to the other pair, and

ΔT is the differential delay (skew).

Page 39

3.3.6 Characteristic impedance

Replace the totality of the existing text of this subclause by the following:

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.

$$Z_c = \frac{V_f}{I_f} = \frac{V_r}{I_r} \quad (22)$$

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:

$$Z_{CM} = \sqrt{Z_{OC} Z_{SC}} \quad (23)$$

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 $0,5 \Omega$ 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:

$$Z_{CM} = \sqrt{Z_{OC} Z_{SC}} \quad (23)$$

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:

$$Z_{CM} = \sqrt{Z_{OC} Z_{SC}} \quad (24)$$

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

L'équation 23 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 24) lorsque les effets structurels sont substantiels conformément au paragraphe 3.3.6.2. Les équations 23 et 24 (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 à ce 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 Equipement d'essai

Un analyseur de réseau (avec une unité de paramètre S) ou un impédancemètre peuvent être utilisés pour obtenir les valeurs. La Figure 1 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).

where

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

Z_{OC} is the complex measured open circuit impedance, expressed in ohms (Ω);

Z_{SC} is the complex measured short circuit impedance, expressed in ohms (Ω).

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

$$Z_{CM} = \sqrt{Z_{OC} Z_{SC}} \quad (24)$$

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

Equation 23 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 24) when structural effects are substantial in accordance with 3.3.6.2. Equations 23 and 24 (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 analyzer (together with an S-parameter unit) or an impedance meter can be used to obtain the data. Figure 1 shows the main components of an impedance measurement circuit where the generator and receiver are parts of the network analyzer. An S-parameter unit, where the key component is the reflection bridge, is used with a network analyzer 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).

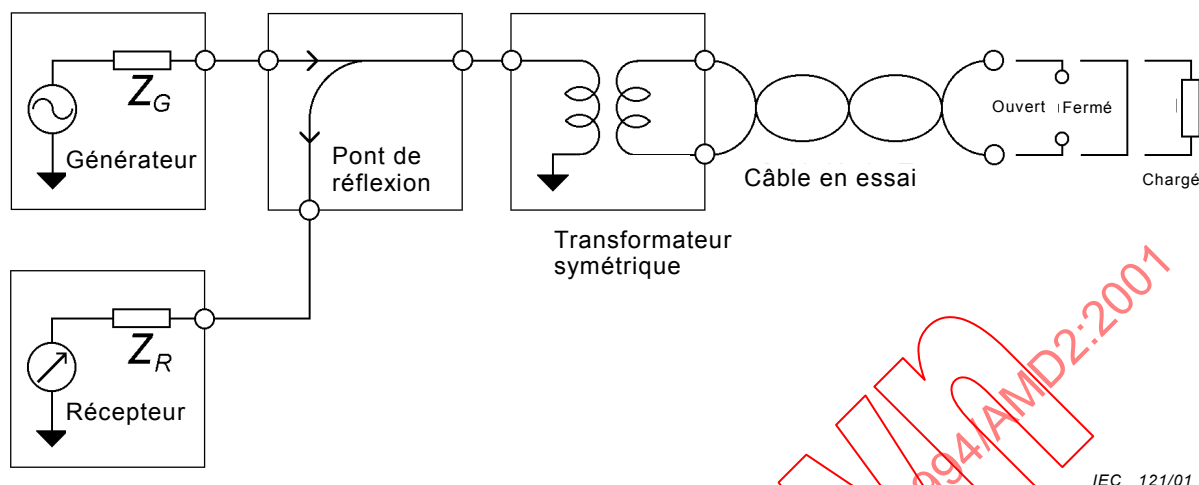


Figure 1 – Schéma du circuit de mesure de la paire de câble

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 Annexe A – paragraphe 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 25 soit par l'analyseur de réseau, soit par un ordinateur (sur des données acquises):

$$Z_{MEAS} = Z_R \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}} \quad (25)$$

où

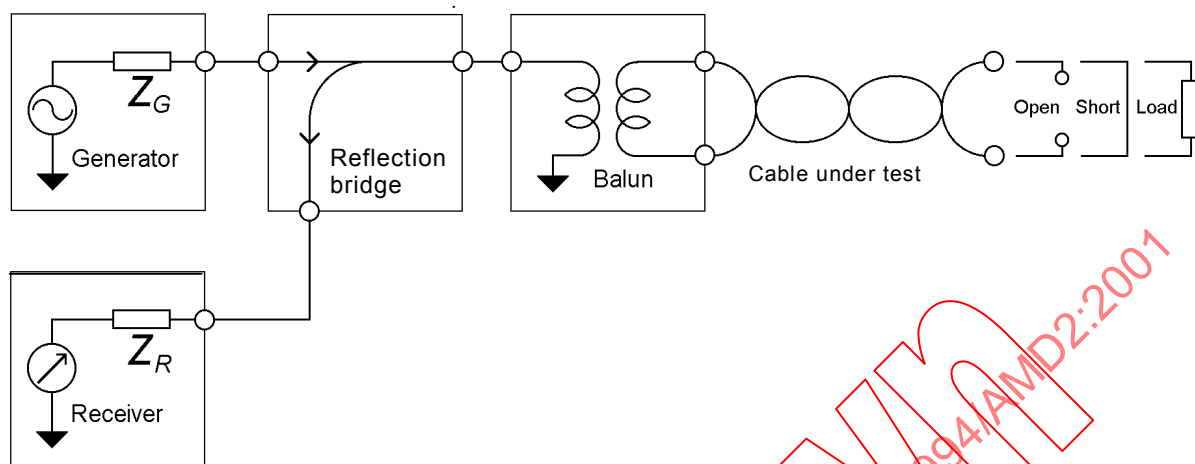
Z_{MEAS} est l'impédance complexe mesurée (circuit ouvert ou court circuit) (Ω);

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 structurels, peut être considérée comme devant répondre à une seule prescription plus vaste (telle que la plage de 85 à 115 Ω) dans la gamme de fréquences spécifiée. D'autre part, une gamme plus étroite (telle que la plage de 95 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 structurels. L'avantage d'une 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.



IEC 121/01

Figure 1 – 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 analyzer 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 analyzers when an S-parameter unit is used. Method A1 in Annex A – 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 analyzer is not suitably equipped in which case the computations can be accomplished external to the analyzer.

The measured impedance (open or short) is computed from the reflection coefficient measurements by means of equation 25 either by the network analyzer or by a computer (on acquired data):

$$Z_{MEAS} = Z_R \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}} \quad (25)$$

where

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

Z_R is the reference impedance, expressed in ohms (Ω), (resistor) used during calibration;

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 85 to 115 Ω range) over the specified frequency range. Alternatively, a narrower range (such as a 95 to 105 Ω range) can be viewed as being a requirement for the asymptotic component of function fitted 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.

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 dans le paragraphe 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 (Annexe A – A4)
- Mesures de l'impédance sur câble terminé par son impédance nominale. (Annexe A – A5)
- Mesures de l'impédance court-circuit/Circuit ouvert excluant l'effet du transformateur symétriseur (Annexe A – A6.1)
- Mesures de l'impédance effectuées sans transformateur symétriseur (Annexe A – A6.2)
- Mesures de l'impédance obtenues par la technique de décomposition modale (Annexe A – A6.3)

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 24 ou des données d'impédance terminée). La fonction est établie comme suit:

$$|Z_C| = K_0 + \frac{K_1}{f^{1/2}} + \frac{K_2}{f} + \frac{K_3}{f^{3/2}} \quad (26)$$

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'Annexe A – équation A-69 (Ω /(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, le double de l'atténuation de la longueur mesurée doit être 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 annexe A5).

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 (Annex A – A4)
- b) Terminated cable Impedance Measurements (Annex A – A5)
- c) Open/Short Impedance Measurements excluding Balun Performance (Annex A – A6.1)
- d) Impedance Measurements made without a Balun (Annex A – A6.2)
- e) Impedance Measurements obtained by Modal Decomposition Technique (Annex A – A6.3)

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 24 or terminated impedance data). The function is stated as follows:

$$|Z_C| = K_0 + \frac{K_1}{f^{1/2}} + \frac{K_2}{f} + \frac{K_3}{f^{3/2}} \quad (26)$$

where

- $|Z_C|$ is the magnitude of the fitted characteristic impedance, expressed in ohms (Ω);
- K_0, K_1, K_2, K_3 are least squares coefficients, expressed in $\Omega/(\text{applicable power of Hz})$, obtained from Annex A – Equation A-69;
- f is the frequency in hertz (Hz).

NOTE Where terminated cable impedance data is used instead of open/short data, round-trip loss of measured length shall 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 Annex 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 dans l'Annexe A-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 26 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 Annexe A-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. L'Annexe A-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.

Page 40

Avant le paragraphe 3.4, ajouter le nouveau paragraphe suivant:

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 Annex A – A.3. The function fitting for individual data sets can readily be accomplished by importing ASCII format data obtained from the network analyzer 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 26 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 Annex A – 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. Annex A – 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.

Page 41

Before subclause 3.4, add the new following subclause:

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 que dans le paragraphe 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 1 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:

$$RL = -20 \log |S_{11}| \quad (27)$$

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

$$RL = -20 \log \left| \frac{Z_T - Z_R}{Z_T + Z_R} \right| \quad (28)$$

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, 120 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 29 où Z_C est l'impédance caractéristique adaptée étant utilisée comme la valeur de référence.

$$SRL = -20 \log \left| \frac{Z_{CM} - Z_C}{Z_{CM} + Z_C} \right| \quad (29)$$

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 24) (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 24 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 (paragraphe 3.3.6.2.2.2).

3.3.7.3 Équipement 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 analyzers yield return loss in a direct manner as a menu item. The circuit given in Figure 1 is suitable for the *RL* and *SRL* measurements. Where calibration of the network analyzer and S-parameter unit is performed relative to the reference impedance the return loss is:

$$RL = -20 \log |S_{11}| \quad (27)$$

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

$$RL = -20 \log \left| \frac{Z_T - Z_R}{Z_T + Z_R} \right| \quad (28)$$

where

RL is return loss, expressed in decibels (dB);

Z_T is the measured complex impedance, expressed in ohms (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, 120 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 29 where *Z_C* is the fitted characteristic impedance being used as the reference value.

$$SRL = -20 \log \left| \frac{Z_{CM} - Z_C}{Z_{CM} + Z_C} \right| \quad (29)$$

where

SRL is structural return loss, expressed in decibels (dB);

Z_{CM} is the measured complex impedance, expressed in ohms (Ω), obtained from open and short circuit measurements (Equation 24);

Z_C is the fitted characteristic impedance, expressed in ohms (Ω), obtained from function fitting (the magnitude of the characteristic impedance from Equation 24 and the angle from Equation A-70)

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 analyzers 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.

Remplacer l'annexe A existante par la nouvelle annexe suivante:

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 en fonction de la fréquence et des paramètres primaires s'écrit:

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

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)

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

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

Replace the existing annex A by the new following annex:

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 analyzers 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:

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

where

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

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

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

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:

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

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.

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

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:

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

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

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:

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

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

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:

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

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

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

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

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

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:

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

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

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:

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

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

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:

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

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

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,

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

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

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

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:

$$\tau_g = \frac{d\beta}{d\omega} \quad (\text{A-20})$$

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

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

$$v_p = \frac{1}{\tau_p} \quad (\text{A-22})$$

$$v_g = \frac{1}{\tau_g} \quad (\text{A-23})$$

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

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. ($G/(\omega C) = \tan \vartheta < 0,03$ (<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 fréquence comme suit:

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

$$-Im Z_c \approx \frac{R}{2\omega C} \frac{1}{Re Z_c} - \frac{G}{\omega C} Re Z_c + \frac{\frac{G}{2\omega C} \frac{L}{C}}{Re Z_c} \quad (\text{A-26})$$

$$\alpha \approx \frac{R}{2 Re Z_c} + \frac{G \left(\sqrt{\frac{L}{C}} \right)^2}{2 Re Z_c} \quad (\text{A-27})$$

$$\beta \approx \omega C Re Z_c \quad (\text{A-28})$$

$$\tau_p \approx \sqrt{LC} \quad (\text{A-29})$$

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 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:

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

$$-Im Z_c \approx \frac{R}{2\omega C Re Z_c} - \frac{G}{\omega C} Re Z_c + \frac{\frac{G}{2\omega C} \frac{L}{C}}{Re Z_c} \quad (\text{A-26})$$

$$\alpha \approx \frac{R}{2 Re Z_c} + \frac{G \left(\sqrt{\frac{L}{C}} \right)^2}{2 Re Z_c} \quad (\text{A-27})$$

$$\beta \approx \omega C Re Z_c \quad (\text{A-28})$$

$$\tau_P \approx \sqrt{LC} \quad (\text{A-29})$$

$$\tau_G \approx \frac{\beta}{\omega} + \frac{\beta}{2} \frac{L'}{L} + \frac{C}{4\beta} \left(-\frac{G}{\omega C} + \frac{\frac{R}{\omega L}}{\sqrt{1 + \frac{R^2}{\omega^2 L^2}}} \right) \left(-R + R' \omega - \frac{L' R}{L} \omega \right) \quad (\text{A-30})$$

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.

$$Re Z_c \approx \omega \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (\text{A-31})$$

$$-Im Z_c \approx \frac{R}{2\omega C Re Z_c} - \frac{G}{\omega C} Re Z_c \approx \sqrt{\frac{L}{C}} \left(\frac{R}{2\omega L} - \frac{G}{2\omega C} \right) \quad (\text{A-32})$$

$$\alpha \approx \frac{R}{2 Re Z_c} + \frac{G}{2} Re Z_c \approx \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} + \frac{G}{2} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (\text{A-33})$$

$$\beta \approx \omega C Re Z_c \approx \omega \sqrt{LC} \quad (\text{A-34})$$

$$\tau_p \approx \sqrt{LC} \quad (\text{A-35})$$

$$\tau_G \approx \tau_p + \frac{\beta}{2} \frac{L'}{L} + \frac{C}{4\beta} \left(-\frac{G}{\omega C} + \frac{R}{\omega L} \right) \left(-R + R' \omega - \frac{L' R}{L} \omega \right) \quad (\text{A-36})$$

A.1.3 Variation selon la fréquence de l'impédance caractéristique et de 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.

$$\tau_G \approx \frac{\beta}{\omega} + \frac{\beta}{2} \frac{L'}{L} + \frac{C}{4\beta} \left(-\frac{G}{\omega C} + \frac{\frac{R}{\omega L}}{\sqrt{1 + \frac{R^2}{\omega^2 L^2}}} \right) \left(-R + R' \omega - \frac{L' R}{L} \omega \right) \quad (\text{A-30})$$

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.

$$\text{Re } Z_c \approx \omega \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (\text{A-31})$$

$$-\text{Im } Z_c \approx \frac{R}{2\omega C \text{Re } Z_c} - \frac{G}{\omega C} \text{Re } Z_c \approx \sqrt{\frac{L}{C}} \left(\frac{R}{2\omega L} - \frac{G}{2\omega C} \right) \quad (\text{A-32})$$

$$\alpha \approx \frac{R}{2 \text{Re } Z_c} + \frac{G}{2} \text{Re } Z_c \approx \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} + \frac{G}{2} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (\text{A-33})$$

$$\beta \approx \omega C \text{Re } Z_c \approx \omega \sqrt{LC} \quad (\text{A-34})$$

$$\tau_P \approx \sqrt{LC} \quad (\text{A-35})$$

$$\tau_G \approx \tau_P + \frac{\beta}{2} \frac{L'}{L} + \frac{C}{4\beta} \left(-\frac{G}{\omega C} + \frac{R}{\omega L} \right) \left(-R + R' \omega - \frac{L' R}{L} \omega \right) \quad (\text{A-36})$$

A.1.3 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.

$$R = R_c + R_s = R_c + \rho \sqrt{\omega} \approx R_0 \left(\frac{1}{4} + \frac{r}{2\delta} \right) \quad (\text{A-38})$$

$$\rho = \frac{R_s}{\sqrt{\omega}} = \frac{R_0 r}{4} \sqrt{2\mu\sigma} \quad (\text{A-39})$$

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)

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 cette sous clause:

$$\alpha \approx \left(\frac{R_c - \frac{\rho^2}{2 L_E}}{2 Z_{\infty}} \right) + \frac{\rho \sqrt{\omega}}{2 Z_{\infty}} + \frac{\rho \sqrt{\omega} \tan \delta}{4 Z_{\infty}} + \frac{\omega \sqrt{L_E C} \tan \delta}{2} \quad (\text{A-41})$$

$$R = R_c + R_s = R_c + \rho \sqrt{\omega} \approx R_0 \left(\frac{1}{4} + \frac{r}{2\delta} \right) \quad (\text{A-38})$$

$$\rho = \frac{R_s}{\sqrt{\omega}} = \frac{R_0 r}{4} \sqrt{2\mu\sigma} \quad (\text{A-39})$$

where

- R_0 DC resistance of a round solid wire with radius r (Ω/m)
- R_c The constant with frequency component which is about 1/4 of the d.c. resistance (Ω/m)
- R_s The square-root of frequency component of resistance (Ω/m)
- σ Specific conductivity of the wire material (S/m)
- μ Permeability of the wire material (H/m)
- r Radius of the wire (m)
- δ 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)

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:

$$\alpha \approx \left(\frac{R_c - \frac{\rho^2}{2 L_E}}{2 Z_{\infty}} \right) + \frac{\rho \sqrt{\omega}}{2 Z_{\infty}} + \frac{\rho \sqrt{\omega} \tan \delta}{4 Z_{\infty}} + \frac{\omega \sqrt{L_E C} \tan \delta}{2} \quad (\text{A-41})$$

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:

$$\text{Re } Z_c \approx \sqrt{\frac{L}{C}} \approx Z_\infty \left(1 + \frac{R_s}{2 \omega L_E} \right) = Z_\infty + \frac{\rho}{2 \sqrt{L_E C} \sqrt{\omega}} \quad (\text{A-45})$$

$$\begin{aligned} -\text{Im } Z_c &\approx \sqrt{\frac{L}{C}} \left(\frac{R}{2 \omega L} - \frac{G}{2 \omega C} \right) \\ &\approx \frac{R_c + \rho \sqrt{\omega}}{2 \omega \sqrt{L_E C} \left(1 + \frac{\rho}{2 L_E \sqrt{\omega}} \right)} - \sqrt{\frac{L_E}{C}} \left(1 + \frac{\rho}{2 L_E \sqrt{\omega}} \right) \frac{\tan \delta}{2} \\ &\approx \frac{R_c}{2 \omega \sqrt{L_E C}} + \frac{\rho}{2 \sqrt{L_E C} \sqrt{\omega}} - \frac{Z_\infty}{2} \left(1 + \frac{L_l}{L_E} \right) \tan \delta \\ &\approx \frac{\rho}{2 \sqrt{L_E C} \sqrt{\omega}} - \frac{Z_\infty}{2} \tan \delta \end{aligned} \quad (\text{A-46})$$

Les équations de temps de phase et de temps de groupe deviennent:

$$\tau_p \approx \sqrt{LC} = \sqrt{L_E C} \left(1 + \frac{R}{2 \omega L_E} \right) \approx \sqrt{L_E C} + \frac{\rho}{2 Z_\infty \sqrt{\omega}} \quad (\text{A-47})$$

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.

$$\beta \approx \omega \sqrt{LC} \approx \omega \sqrt{L_E C} \left(1 + \frac{R}{2 \omega L_E} \right) \approx \omega \sqrt{L_E C} + \frac{\rho \sqrt{\omega}}{2 Z_\infty} \quad (\text{A-43})$$

Z_∞ (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:

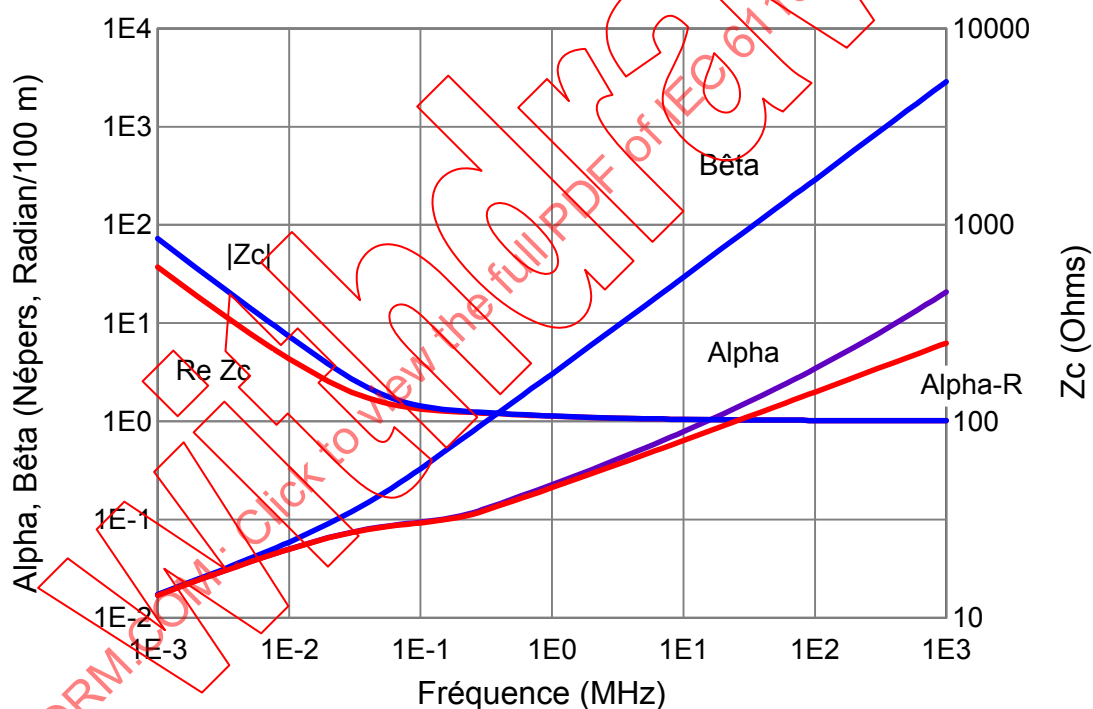
$$\text{Re } Z_c \approx \sqrt{\frac{L}{C}} \approx Z_\infty \left(1 + \frac{R_s}{2 \omega L_E} \right) = Z_\infty + \frac{\rho}{2 \sqrt{L_E C} \sqrt{\omega}} \quad (\text{A-45})$$

$$\begin{aligned} -\text{Im } Z_c &\approx \sqrt{\frac{L}{C}} \left(\frac{R}{2 \omega L} - \frac{G}{2 \omega C} \right) \\ &\approx \frac{R_c + \rho \sqrt{\omega}}{2 \omega \sqrt{L_E C} \left(1 + \frac{\rho}{2 L_E \sqrt{\omega}} \right)} - \sqrt{\frac{L_E}{C}} \left(1 + \frac{\rho}{2 L_E \sqrt{\omega}} \right) \frac{\tan \delta}{2} \\ &\approx \frac{R_c}{2 \omega \sqrt{L_E C}} + \frac{\rho}{2 \sqrt{L_E C} \sqrt{\omega}} - \frac{Z_\infty}{2} \left(1 + \frac{L_l}{L_E} \right) \tan \delta \\ &\approx \frac{\rho}{2 \sqrt{L_E C} \sqrt{\omega}} - \frac{Z_\infty}{2} \tan \delta \end{aligned} \quad (\text{A-46})$$

The phase and group delay equations become:

$$\tau_p \approx \sqrt{LC} = \sqrt{L_E C} \left(1 + \frac{R}{2 \omega L_E} \right) \approx \sqrt{L_E C} + \frac{\rho}{2 Z_\infty \sqrt{\omega}} \quad (\text{A-47})$$

$$\begin{aligned}
 \tau_G &\approx \tau_p + \frac{\beta}{2} \frac{L'}{L} + \frac{C}{4\beta} \left(-\frac{G}{\omega C} + \frac{R}{\omega L} \right) \left(-R + R' \omega - \frac{L' R}{L} \omega \right) \\
 &\approx \left(1 - \frac{R}{4\omega L} \right) - \frac{R}{8\omega L} \left(\frac{R}{\omega L} - \frac{G}{\omega C} \right) \\
 &\approx \tau_p \left(1 - \frac{R}{4\omega L} \right) \\
 &\approx \sqrt{L_E C} \left(1 + \frac{R}{4\omega L_E} \right) \\
 &\approx \sqrt{L_E C} + \frac{\rho}{4 \sqrt{\omega} Z_\infty}
 \end{aligned}
 \tag{A-48}$$

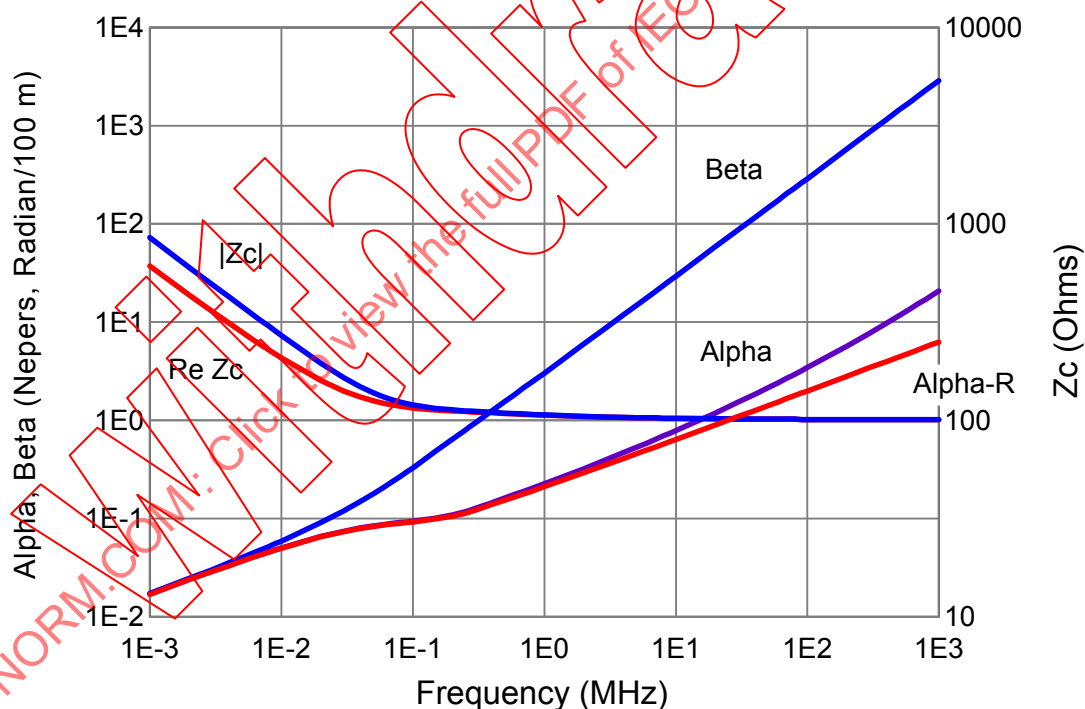


IEC 122/01

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. À 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.

$$\begin{aligned}
\tau_G &\approx \tau_p + \frac{\beta}{2} \frac{L'}{L} + \frac{C}{4\beta} \left(-\frac{G}{\omega C} + \frac{R}{\omega L} \right) \left(-R + R' \omega - \frac{L' R}{L} \omega \right) \\
&\approx \left(1 - \frac{R}{4\omega L} \right) - \frac{R}{8\omega L} \left(\frac{R}{\omega L} - \frac{G}{\omega C} \right) \\
&\approx \tau_p \left(1 - \frac{R}{4\omega L} \right) \\
&\approx \sqrt{L_E C} \left(1 + \frac{R}{4\omega L_E} \right) \\
&\approx \sqrt{L_E C} + \frac{\rho}{4 \sqrt{\omega} Z_\infty}
\end{aligned}
\tag{A-48}$$



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 structurale 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 structural du câble. Les caractéristiques comprennent la variation structurale 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 structural 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 A1.

A.2.1 Equation pour les échos de transmission provoqués par des inhomogénéités structurales 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 structural périodique (PSRL) mesuré est (p) à une fréquence résonnante.

$$|q|_{\max} = K |p|_{\max}^2 \quad (\text{A-51})$$

où

$$K = \frac{2\alpha l - 1 + e^{-2\alpha l}}{(1 - e^{-2\alpha l})^2} \quad (\text{A-52})$$

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 A1.

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

$$K = \frac{2\alpha l - 1 + e^{-2\alpha l}}{(1 - e^{-2\alpha l})^2} \quad (\text{A-52})$$

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)

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 égale $2\alpha l - 1$ quand $2\alpha l \gg 1$ (Np)

A_Q égale $2 \cdot PSRL - 20 \log (2\alpha l - 1)$ (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:

$$RL_{IN} = -20 \log \left| \frac{Z_{IN} - Z_G}{Z_{IN} + Z_G} \right| \quad (\text{A-54})$$

$$RL_{OUT} = -20 \log \left| \frac{Z_{OUT} - Z_L}{Z_{OUT} + Z_L} \right| \quad (\text{A-55})$$

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:

$$A_E = 2\alpha l + RL_{IN} + RL_{OUT} \quad (\text{dB}) \quad (\text{A-56})$$

L'affaiblissement d'écho total A_{TOT} de la section répétitrice ou régénératrice est:

$$A_{TOT} = -10 \log (10^{-A_Q/10} + 10^{-A_E/10}) \quad (\text{A-57})$$

When $2\alpha l \gg 1$ (Np):

$$K \approx 2\alpha l - 1 \quad (\text{A-53})$$

where

α attenuation coefficient of the cable (Np/m)

β phase coefficient of the cable (rad/m)

l length of the cable (m)

q forward echo coefficient at the far end of the cable at a resonant frequency

$$p \quad 10^{-PSRL/20} = \left| \frac{Z_{CM} - Z_C}{Z_{CM} + Z_C} \right| \quad \text{coefficient measured from the near end of the cable at a resonant frequency}$$

$A_Q = -20 \log |q|$, forward echo attenuation at a resonant frequency (dB)

$PSRL = -20 \log |p|$, structural return loss at a resonant frequency (dB)

$K \approx 2\alpha l - 1$ when $2\alpha l \gg 1$ (Np)

$A_Q \approx 2 \cdot PSRL - 20 \log(2\alpha l - 1)$ (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:

$$RL_{IN} = -20 \log \left| \frac{Z_{IN} - Z_G}{Z_{IN} + Z_G} \right| \quad (\text{A-54})$$

$$RL_{OUT} = -20 \log \left| \frac{Z_{OUT} - Z_L}{Z_{OUT} + Z_L} \right| \quad (\text{A-55})$$

where

Z_{IN} = the input impedance of the cable when it is terminated by Z_L

Z_{OUT} = 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:

$$A_E = 2\alpha l + RL_{IN} + RL_{OUT} \quad (\text{dB}) \quad (\text{A-56})$$

The total echo attenuation A_{TOT} of the repeater or regenerator section is:

$$A_{TOT} = -10 \log (10^{-A_Q/10} + 10^{-A_E/10}) \quad (\text{A-57})$$

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:

$$A_C = -20 \log |S_{21}| \quad (dB) \quad (A-60)$$

Observer que l'affaiblissement du câble

$$\alpha l \neq A_C \text{ or } A_I \quad (A-61)$$

Pour un câble homogène, la perte composite (affaiblissement) est:

$$A_C = \alpha l + 20 \log \left| \frac{Z_G + Z_C}{2 \sqrt{Z_G Z_C}} \right| + 20 \log \left| \frac{Z_L + Z_C}{2 \sqrt{Z_L Z_C}} \right| + 20 \log |1 - r_1 r_2 e^{-2(\alpha + j\beta)l}| \quad (A-62)$$

où

$$r_1 = (Z_G - Z_C) / (Z_G + Z_C) \quad (A-63)$$

$$r_2 = (Z_L - Z_C) / (Z_L + Z_C) \quad (A-64)$$

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:

$$Z_{CM} = \sqrt{Z_{SC} Z_{OC}} \quad (A-65)$$

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.

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:

$$A_C = -20 \log |S_{21}| \quad (dB) \quad (A-60)$$

Observe that the cable attenuation:

$$\alpha \neq A_C \text{ or } A_I \quad (A-61)$$

For a homogenous cable the composite loss (attenuation) is:

$$A_C = \alpha l + 20 \log \left| \frac{Z_G + Z_C}{2 \sqrt{Z_G Z_C}} \right| + 20 \log \left| \frac{Z_L + Z_C}{2 \sqrt{Z_L Z_C}} \right| + 20 \log |1 - r_1 r_2 e^{-2(\alpha + j\beta)l}| \quad (A-62)$$

where

$$r_1 = (Z_G - Z_C) / (Z_G + Z_C) \quad (A-63)$$

$$r_2 = (Z_L - Z_C) / (Z_L + Z_C) \quad (A-64)$$

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:

$$Z_{CM} = \sqrt{Z_{SC} Z_{OC}} \quad (A-65)$$

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 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.

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 de la norme principale. 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 A5.

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 lissée est calculée avec une courbe des moindres carrés adaptée à Z_c , fondée sur l'équation suivante:

$$|Z_c| = K_0 + \frac{K_1}{f^{1/2}} + \frac{K_2}{f} + \frac{K_3}{f^{3/2}} \quad (\text{A-68})$$

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.

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 A5.

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:

$$|Z_C| = K_0 + \frac{K_1}{f^{1/2}} + \frac{K_2}{f} + \frac{K_3}{f^{3/2}} \quad (\text{A-68})$$

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».

$$\begin{bmatrix} \sum_{i=1}^N |Z_{CM}| \\ \sum_{i=1}^N \frac{|Z_{CM}|}{\sqrt{f_i}} \\ \sum_{i=1}^N \frac{|Z_{CM}|}{f_i} \\ \sum_{i=1}^N \frac{|Z_{CM}|}{f_i^{3/2}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} N & \sum_{i=1}^N \frac{1}{\sqrt{f_i}} & \sum_{i=1}^N \frac{1}{f_i} & \sum_{i=1}^N \frac{1}{f_i^{3/2}} \\ \sum_{i=1}^N \frac{1}{\sqrt{f_i}} & \sum_{i=1}^N \frac{1}{f_i} & \sum_{i=1}^N \frac{1}{f_i^{3/2}} & \sum_{i=1}^N \frac{1}{f_i^2} \\ \sum_{i=1}^N \frac{1}{f_i} & \sum_{i=1}^N \frac{1}{f_i^{3/2}} & \sum_{i=1}^N \frac{1}{f_i^2} & \sum_{i=1}^N \frac{1}{f_i^{5/2}} \\ \sum_{i=1}^N \frac{1}{f_i^{3/2}} & \sum_{i=1}^N \frac{1}{f_i^2} & \sum_{i=1}^N \frac{1}{f_i^{5/2}} & \sum_{i=1}^N \frac{1}{f_i^3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K_0 \\ K_1 \\ K_2 \\ K_3 \end{bmatrix} \quad (A-69)$$

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 polaire 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),

where

- $|Z_C|$ the fitted magnitude of the characteristic impedance, Ω ,
 $|Z_{CM}|$ the measured magnitude of the characteristic impedance, Ω ,
 f frequency, Hz, and
 K_0, K_1, K_2, K_3 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.

$$\begin{bmatrix} \sum_{i=1}^N |Z_{CM}| \\ \sum_{i=1}^N \frac{|Z_{CM}|}{\sqrt{f_i}} \\ \sum_{i=1}^N \frac{|Z_{CM}|}{f_i} \\ \sum_{i=1}^N \frac{|Z_{CM}|}{f_i^{3/2}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} N & \sum_{i=1}^N \frac{1}{\sqrt{f_i}} & \sum_{i=1}^N \frac{1}{f_i} & \sum_{i=1}^N \frac{1}{f_i^{3/2}} \\ \sum_{i=1}^N \frac{1}{\sqrt{f_i}} & \sum_{i=1}^N \frac{1}{f_i} & \sum_{i=1}^N \frac{1}{f_i^{3/2}} & \sum_{i=1}^N \frac{1}{f_i^2} \\ \sum_{i=1}^N \frac{1}{f_i} & \sum_{i=1}^N \frac{1}{f_i^{3/2}} & \sum_{i=1}^N \frac{1}{f_i^2} & \sum_{i=1}^N \frac{1}{f_i^{5/2}} \\ \sum_{i=1}^N \frac{1}{f_i^{3/2}} & \sum_{i=1}^N \frac{1}{f_i^2} & \sum_{i=1}^N \frac{1}{f_i^{5/2}} & \sum_{i=1}^N \frac{1}{f_i^3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K_0 \\ K_1 \\ K_2 \\ K_3 \end{bmatrix} \quad (\text{A-69})$$

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 analyzers 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 A1 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) 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.

Évaluer 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.

$$\angle Z_c = L_0 + \frac{L_1}{f^{1/2}} + \frac{L_2}{f} + \frac{L_3}{f^{3/2}} \quad (\text{A-70})$$

où

$\angle Z_c$ est l'angle de l'impédance caractéristique en radians

f est la fréquence en 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.

- (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.

$$\angle Z_C = L_0 + \frac{L_1}{f^{1/3}} + \frac{L_2}{f} + \frac{L_3}{f^{3/2}} \quad (\text{A-70})$$

where

$\angle Z_C$ the angle of the characteristic impedance in radians

f frequency in hertz

L_0, L_1, L_2, L_3 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 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'Equation A-71 peut s'écrire

$$Z_c = \frac{\beta}{\omega C} = \frac{\tau_p}{C} \quad (\text{A-72})$$

$$- \operatorname{Im} Z_c \approx \frac{\alpha}{\omega C} \approx \operatorname{Re} Z_c - Z_\infty = \frac{\beta}{\omega C} - Z_\infty \quad (\text{A-73})$$

$$Z_\infty = \sqrt{\frac{L_E}{C}} \quad (\text{A-74})$$

où

Z_c est l'impédance caractéristique (Ω)

α est l'affaiblissement linéique (Np/m)

β est le déphasage linéique (rad/m)

ω est la pulsation ($2 \pi f$) (rad/s)

L_E est l'inductance externe en (H/m)

C est la capacité en (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 dans le paragraphe 3.3.2 de la CEI 61156-1.

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:

$$\beta = \angle(V_{IF}) - \angle(V_{IN}) + 2 \pi k \quad (\text{A-75})$$

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:

$$Z_c = \frac{\beta}{\omega C} = \frac{\tau_p}{C} \quad (\text{A-72})$$

$$- \operatorname{Im} Z_c \approx \frac{\alpha}{\omega C} \approx \operatorname{Re} Z_c - Z_\infty = \frac{\beta}{\omega C} - Z_\infty \quad (\text{A-73})$$

$$Z_\infty = \sqrt{\frac{L_E}{C}} \quad (\text{A-74})$$

where

- Z_c the characteristic impedance (Ω)
- α the attenuation coefficient (Np/m)
- β the phase coefficient (rad/m)
- ω radian frequency ($2\pi f$)
- L_E the external inductance in (H/m)
- C the capacitance in (F/m)
- τ_p 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 of IEC 61156-1.

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:

$$\beta = \angle(V_{IF}) - \angle(V_{IN}) + 2\pi k \quad (\text{A-75})$$

où

β est le déphasage total (rad/m)

$\angle(V_{1N})$ est l'angle à l'entrée par rapport à un angle de référence

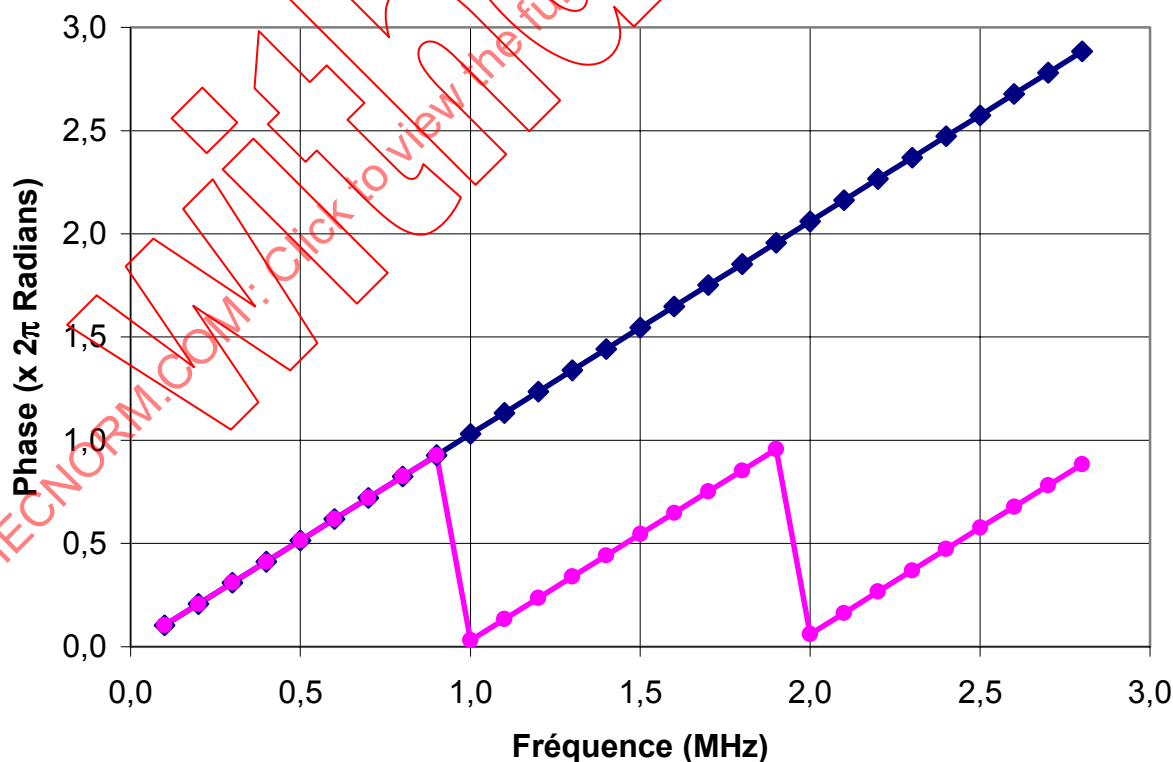
$\angle(V_{1F})$ est l'angle à la sortie par rapport au même angle de référence

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 degrés) 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 .



IEC 123/01

Figure A-2 – Détermination des multiples de 2π radians pour ajouter à la mesure de phase

where

β total phase coefficient (rad/m)

$\angle(V_{1N})$ input angle relative to a reference angle

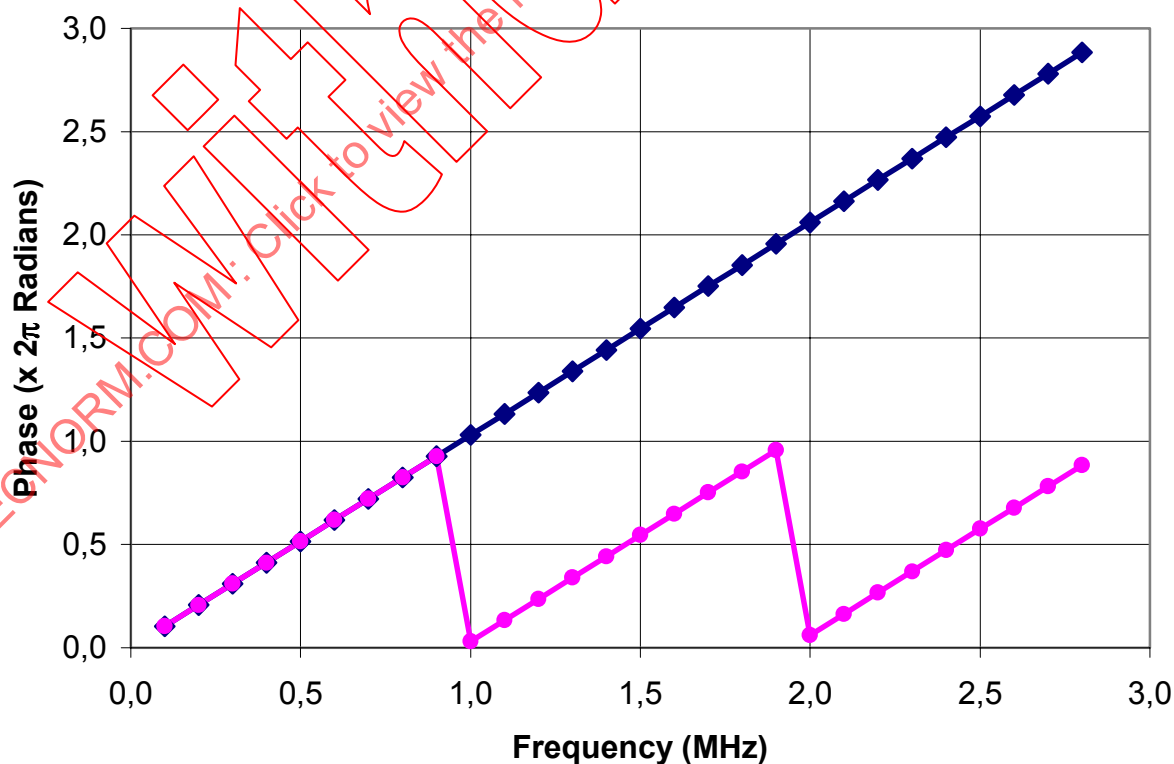
$\angle(V_{1F})$ output angle relative to the same reference angle

k 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 analyzer (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 analyzer 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 analyzer display and interpret the acquired data over the range of frequencies as appropriate. The phase meter or network analyzer 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 analyzer. When a network analyzer 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 123/01

Figure A-2 – Determining the multiple of 2π radians to add to the phase measurement

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 en 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 fréquence 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.

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/sec.

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 x vitesse de la lumière. Une variante consiste à la relever comme un pourcentage, tel que 71 %.

A.4.2.2.2 Obtaining k Numerically – Determine k numerically by acquiring the phase information obtained with the network analyzer 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 analyzers. 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 analyzer.

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.

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 phase delay of cable (s/m)
- β phase coefficient from A.4.2.1 (rad/m)
- ω 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/sec.

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 phase velocity of cable (m/s)
- β phase coefficient from A.4.2.1 (rad/m)
- ω 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 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 au paragraphe 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:

$$Z_T = Z_C \frac{1 + \zeta e^{2\gamma l}}{1 - \zeta e^{-2\gamma l}} \quad (\text{A-78})$$

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 conduise 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.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 analyzer 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:

$$Z_T = Z_C \frac{1 + \zeta e^{-2\gamma l}}{1 - \zeta e^{-2\gamma l}} \quad (\text{A-78})$$

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 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:

$$Z_C = \sqrt{Z_R^2 \left(\frac{Z_{itr} - Z_{itf}}{Z_{itr} - Z_{its}} \right)^2 \left(\frac{Z_{itcf} - Z_{its}}{Z_{itcf} - Z_{itf}} \right) \left(\frac{Z_{itcs} - Z_{its}}{Z_{itcs} - Z_{itf}} \right)} \quad (A-81)$$

$$\gamma = \alpha + j\beta = \frac{1}{l} \tanh^{-1} \left(\frac{Z_{itcf} - Z_{its}}{Z_{itcf} - Z_{itf}} \right) \left(\frac{Z_{itcs} - Z_{its}}{Z_{itcs} - Z_{itf}} \right) \quad (A-82)$$

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)

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 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:

$$Z_C = \sqrt{Z_R^2 \left(\frac{Z_{itr} - Z_{itf}}{Z_{itr} - Z_{its}} \right)^2 \left(\frac{Z_{itcf} - Z_{its}}{Z_{itcf} - Z_{itf}} \right) \left(\frac{Z_{itcs} - Z_{its}}{Z_{itcs} - Z_{itf}} \right)} \quad (\text{A-81})$$

$$\gamma = \alpha + j\beta = \frac{1}{l} \tanh^{-1} \left(\sqrt{\left(\frac{Z_{itcf} - Z_{its}}{Z_{itcf} - Z_{itf}} \right) \left(\frac{Z_{itcs} - Z_{its}}{Z_{itcs} - Z_{itf}} \right)} \right) \quad (\text{A-82})$$

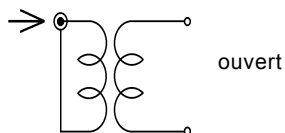
where

- Z_{itf} Input impedance measured by leaving the balanced output of the balun open (Ω)
- Z_{its} Input impedance measured by shorting the balanced output of the balun (Ω)
- Z_{itr} Input impedance measured by terminating the balanced output of the balun in a non-inductive, resistive load ($Z_R \Omega$) which value is balanced to $\pm 1\%$ (Ω)
- Z_{itcf} 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} 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 Characteristic Impedance (Ω)
- γ Propagation Coefficient (Np/m, rad/m)
- α Attenuation Coefficient (Np/m)
- β Phase Coefficient (rad/m)
- Z_R Terminating resistance (Ω)

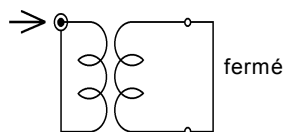
A.6.1.3 Principe de mesure de la méthode A1 - Méthode étendue en circuit ouvert/court-circuit à une seule extrémité, à l'aide d'un transformateur symétriseur mais en excluant la performance du transformateur symétriseur

1) Méthode de mesure

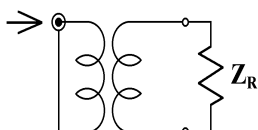
a) Z_{itf}



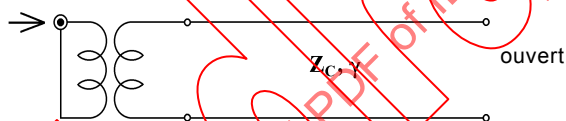
b) Z_{its}



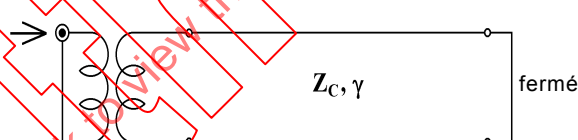
c) Z_{itr}



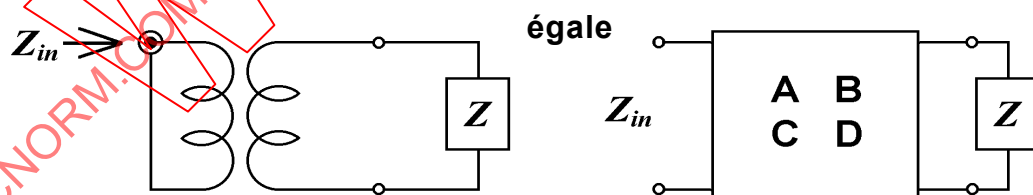
d) Z_{itcf}



e) Z_{itcs}



2) Principe de mesure avec la théorie du quadripôle



$$Z_{in} = \frac{AZ + B}{CZ + D}$$

(A-83)

où

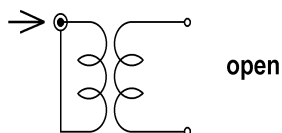
Z_{in} est l'impédance d'entrée (la quantité étant mesurée).

Z est l'impédance de charge réelle mesurée telle que ouvert, fermé, résistance de charge, paire de câble ouverte ou fermée.

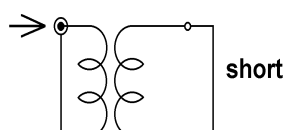
A.6.1.3 Measurement Principle of Method A1 – Extended single end, open/short circuit method using a balun, but excluding the balun performance.

1) Measurement mode

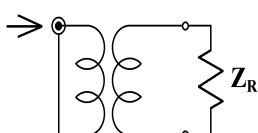
a) Z_{itf}



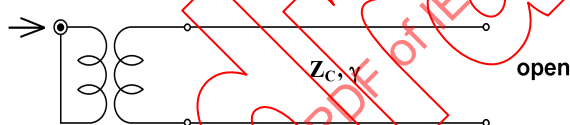
b) Z_{its}



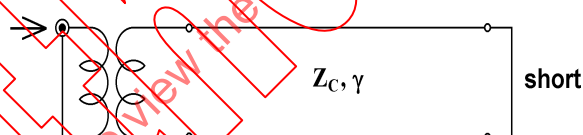
c) Z_{itr}



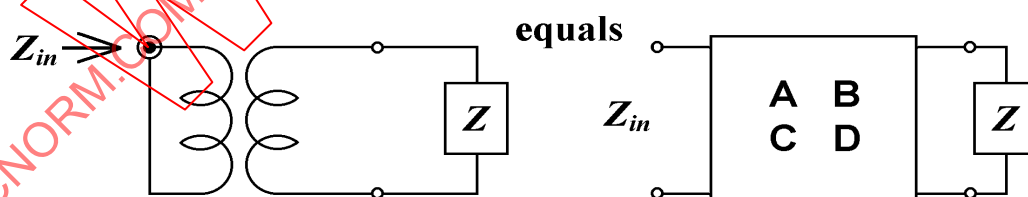
d) Z_{itcf}



e) Z_{itcs}



2) Measurement principle with four terminal network theory



$$Z_{in} = \frac{AZ + B}{CZ + D}$$

(A-83)

where

Z_{in} The input impedance (quantity being measured);

Z The actual measured load impedance such as open, short, termination, cable pair open or cable pair shorted.

$$Z_{itf} = Z_{in} \Big|_{Z=\infty} = A/C, \quad A = Z_{itf} \quad C \quad (\text{A-84})$$

$$Z_{its} = Z_{in} \Big|_{Z=0} = B/D, \quad B = Z_{its} \quad D \quad (\text{A-85})$$

$$Z_{itr} = Z_{in} \Big|_{Z=R} = \frac{AR + B}{CR + D} \quad (\text{A-86})$$

$$Z_{itef} = Z_{in} \Big|_{Z=Z_{if}} = \frac{AZ_{if} + B}{CZ_{if} + D} \quad (\text{A-87})$$

$$Z_{itcs} = Z_{in} \Big|_{Z=Z_{is}} = \frac{AZ_{is} + B}{CZ_{is} + D} \quad (\text{A-88})$$

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'éq. (A-84) et l'éq. (A-85) dans l'éq. (A-86),

$$\frac{D}{C} = \frac{R(Z_{itf} - Z_{itr})}{Z_{itr} - Z_{its}} \quad (\text{A-89})$$

A partir de l'éq. (A-87)

$$Z_{if} = \frac{B - Z_{itef} \quad D}{Z_{itef} \quad C - A} \quad (\text{A-90})$$

A partir de l'éq. (A-88),

$$Z_{is} = \frac{B - Z_{itcs} \quad D}{Z_{itcs} \quad C - A} \quad (\text{A-91})$$

$$Z_{itf} = Z_{in} \Big|_{Z=\infty} = A/C, \quad A = Z_{itf} \quad C \quad (\text{A-84})$$

$$Z_{its} = Z_{in} \Big|_{Z=0} = B/D, \quad B = Z_{its} \quad D \quad (\text{A-85})$$

$$Z_{itr} = Z_{in} \Big|_{Z=R} = \frac{AR + B}{CR + D} \quad (\text{A-86})$$

$$Z_{itcf} = Z_{in} \Big|_{Z=Z_{if}} = \frac{AZ_{if} + B}{CZ_{if} + D} \quad (\text{A-87})$$

$$Z_{itcs} = Z_{in} \Big|_{Z=Z_{is}} = \frac{AZ_{is} + B}{CZ_{is} + D} \quad (\text{A-88})$$

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 Eq. (A-84) and Eq. (A-85) into Eq. (A-86),

$$\frac{D}{C} = \frac{R(Z_{itf} - Z_{itr})}{Z_{itr} - Z_{its}} \quad (\text{A-89})$$

From Eq. (A-87),

$$Z_{if} = \frac{B - Z_{itcf} \quad D}{Z_{itcf} \quad C - A} \quad (\text{A-90})$$

From Eq. (A-88),

$$Z_{is} = \frac{B - Z_{itcs} \quad D}{Z_{itcs} \quad C - A} \quad (\text{A-91})$$

Finalement:

$$\begin{aligned}
 Z_C^2 &= Z_{if} Z_{is} = \left(\frac{B - Z_{itcf} D}{Z_{itcf} C - A} \right) \left(\frac{B - Z_{itcs} D}{Z_{itcs} C - A} \right) \\
 &= \left(\frac{D}{C} \right)^2 \left(\frac{Z_{itcf} - Z_{its}}{Z_{itcf} - Z_{itf}} \right) \left(\frac{Z_{itcs} - Z_{its}}{Z_{itcs} - Z_{itf}} \right) \\
 &= R^2 \left(\frac{Z_{itr} - Z_{itf}}{Z_{itr} - Z_{its}} \right) \left(\frac{Z_{itcf} - Z_{its}}{Z_{itcf} - Z_{itf}} \right) \left(\frac{Z_{itcs} - Z_{its}}{Z_{itcs} - Z_{itf}} \right) \quad (A-92) \\
 \tanh^2 \gamma l &= \frac{Z_{is}}{Z_{if}} = \left(\frac{Z_{itcf} - Z_{itf}}{Z_{itcf} - Z_{its}} \right) \left(\frac{Z_{itcs} - Z_{its}}{Z_{itcs} - Z_{itf}} \right)
 \end{aligned}$$

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:

$$\frac{l}{Z_c} = \sqrt{\left(Y_{ff} - \frac{l}{4} Y_{uf} \right) \left(Y_{fs} - \frac{l}{4} Y_{us} \right)} \quad (A-93)$$

$$\gamma = \alpha + j\beta = \frac{l}{l} \tanh^{-1} \sqrt{\frac{\left(Y_{ff} - \frac{l}{4} Y_{uf} \right)}{\left(Y_{fs} - \frac{l}{4} Y_{us} \right)}} \quad (A-94)$$

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)

Finally:

$$\begin{aligned}
 Z_C^2 &= Z_{if} Z_{is} = \left(\frac{B - Z_{itcf} D}{Z_{itcf} C - A} \right) \left(\frac{B - Z_{itcs} D}{Z_{itcs} C - A} \right) \\
 &= \left(\frac{D}{C} \right)^2 \left(\frac{Z_{itcf} - Z_{its}}{Z_{itcf} - Z_{itf}} \right) \left(\frac{Z_{itcs} - Z_{its}}{Z_{itcs} - Z_{itf}} \right) \\
 &= R^2 \left(\frac{Z_{itr} - Z_{itf}}{Z_{itr} - Z_{its}} \right) \left(\frac{Z_{itcf} - Z_{its}}{Z_{itcf} - Z_{itf}} \right) \left(\frac{Z_{itcs} - Z_{its}}{Z_{itcs} - Z_{itf}} \right) \quad (\text{A-92}) \\
 \tanh^2 \gamma l &= \frac{Z_{is}}{Z_{if}} = \left(\frac{Z_{itcf} - Z_{itf}}{Z_{itcf} - Z_{its}} \right) \left(\frac{Z_{itcs} - Z_{its}}{Z_{itcs} - Z_{itf}} \right)
 \end{aligned}$$

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:

$$\frac{l}{Z_c} = \sqrt{\left(Y_{ff} - \frac{l}{4} Y_{uf} \right) \left(Y_{fs} - \frac{l}{4} Y_{us} \right)} \quad (\text{A-93})$$

$$\gamma = \alpha + j\beta = \frac{l}{l} \tanh^{-1} \sqrt{\frac{\left(Y_{ff} - \frac{l}{4} Y_{uf} \right)}{\left(Y_{fs} - \frac{l}{4} Y_{us} \right)}} \quad (\text{A-94})$$

where

Y_{ff} Admittance measured with measurement mode a (S)

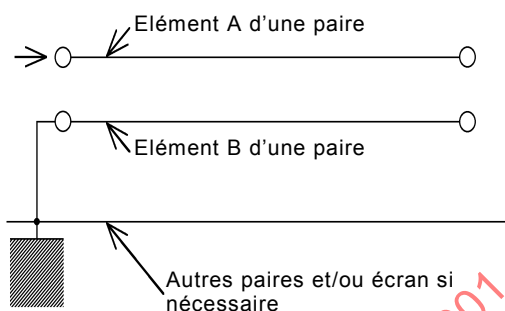
Y_{fs} Admittance measured with measurement mode b (S)

Y_{uf} Admittance measured with measurement mode c (S)

Y_{us} Admittance measured with measurement mode d (S)

Mode de mesure a: Y_{ff}

G



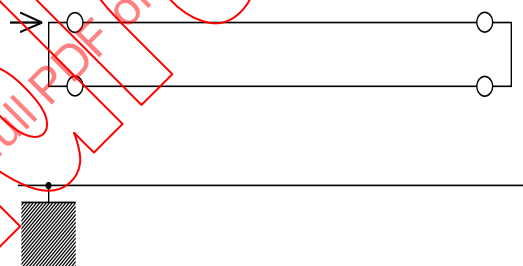
Mode de mesure b: Y_{fs}

G



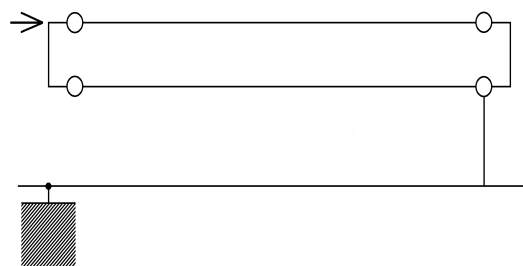
Mode de mesure c: Y_{uf}

G



Mode de mesure d: Y_{us}

G



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 %.